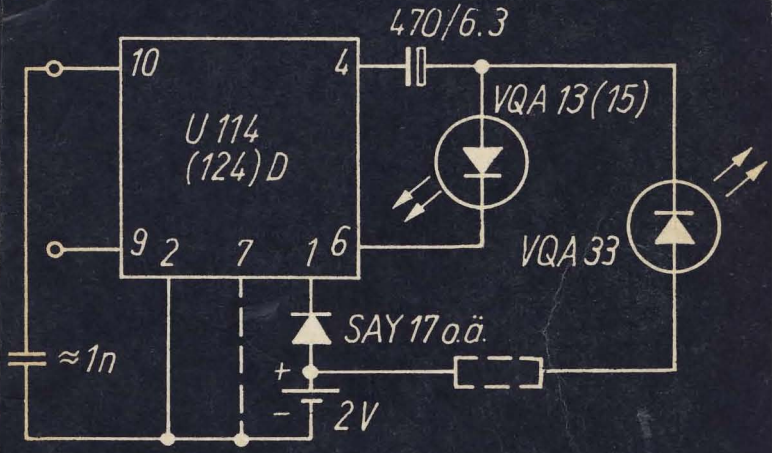
amateurreihe

electronica



Klaus Schlenzig

197

Einsatzbeispiele für CMOS-Zeitschaltkreise

electronica · Band 197

KLAUS SCHLENZIG

Einsatzbeispiele für CMOS-Zeitschaltkreise

MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

1. Auflage
© Militärverlag
der Deutschen Demokratischen Republik (VEB) — Berlin, 1982
Lizenz-Nr. 5 · LSV: 3539
Lektor: Rainer Erlekampf
Zeichnungen: Gudrun Maraun/Angelika Prüfert
Typografie: Helmut Herrmann
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam
Redaktionsschluß: 20. September 1981
Bestellnummer: 746 402 1
DDR 1,90 M

Inhalt

Vorwort		5
1.	**CMOS-Technik — eine kurze Einführung**	7
2.	**Uhrenschaltkreise in CMOS-Technik**	14
2.1.	Allgemeines	14
2.2.	CMOS-Analoguhr (Grundtyp)	15
2.3.	CMOS-Uhrenschaltkreis *U 114 D (TGL 35204)*	16
2.3.1.	Oszillator und Teiler	16
2.3.2.	Schnellgang („Test")	17
2.3.3.	Weckteil	18
2.3.4.	Start/Stop (Reset)	20
2.3.5.	Datenübersicht	20
2.3.6.	Einsatzschaltung	20
2.4.	Quarzweckertypen	22
2.5.	CMOS-Uhrenschaltkreis *U 124 D (TGL 35204)*	23
3.	**Einsatzerweiterungen industrieller Analogquarzuhren**	25
3.1.	Weiche Wecktoneinblendung	25
3.2.	Ableiten von Steuertakten für einen Timer	28
3.3.	Digitalausgaben an Analoguhren	33
4.	***U 124 D* bzw. *U 114 D* als Taktgeber für Digitaluhren**	35
5.	**CMOS-Uhrenschaltkreise in speziellen Anwendungen**	39
5.1.	Untersuchungen an Schaltkreisen der Typen *U 124 D* und *U 114 D*	40
5.1.1.	Der Inverter des *U 124 D (114 D)*	40
5.1.2.	Die Ausgangsstufen des *U 124 D (114 D)*	43
5.1.3.	Steuereingänge	45
5.1.4.	Schwing- und Teilerverhalten	45
5.1.5.	Verstärkerbetrieb	49
5.1.6.	Einsatz in Logikschaltungen	50
5.2.	Vorwiegend digitale Einsatzbeispiele für *U 124 D (114 D)* ohne Weckfunktion	51

5.2.1. Mögliche Frequenzen und Schaltzeiten 51
5.2.2. Blinkgeber 52
5.2.3. Automatischer Dämmerungsblinker 57
5.2.4. Dämmerungsschalter mit externer Rückführung . 58
5.2.5. Dunkelzeit- und Hellzeitzähler 59
5.2.6. Berührungseinschalter 60
5.2.7. Sensorumschalter 61
5.2.8. Schwellwertschalter mit 2 Invertern 63
5.2.9. Sensorumschalter mit 2 Invertern 64
5.2.10. Schwellwertschalter als Impulsformer 66
5.2.11. Monoflop aus 2 *U 124 D* (*114 D*) 66
5.2.12. Entprellschalter 68
5.2.13. Astabiler Multivibrator 68
5.3. Analogtechnik und Meßtechnik mit *U 124 D* (*114 D*) 68
5.3.1. NF-Kopfhörer-Verstärker 72
5.3.2. NF-Verstärker mit Lautsprecher 73
5.3.3. Einfacher AM-Empfänger 74
5.3.4. Audion mit Rückkopplung 75
5.3.5. Audion mit 2 Invertern — Variante 1 76
5.3.6. Audion mit 2 Invertern — Variante 2 77
5.3.7. Prüfgenerator für 455 kHz 77
5.3.8. *U 124 D* (*114 D*) als Oszillator für AM-Geräte und zur Frequenzmessung 78
5.3.9. „Digital-Analog"-Frequenzmesser für den Megahertzbereich 81
5.3.10. Ermitteln von Eigenkapazität, Induktivität und A_L-Wert von Spulen 82
5.3.11. Signalisierung kleiner Ortsveränderungen 85
5.3.12. Annäherungssignal ohne mechanische Verbindung 86
5.4. Timerschaltungen mit dem *U 124 D* (*114 D*) 87
5.4.1. Invertertimer 88
5.4.2. Digitaler Minutentimer 90
5.4.3. Erweiterter Zeitbereich durch verzögerten Start .. 94
5.4.4. „Digitales Monoflop" 95

6. Amateurschaltkreisinformation zum *S 114 D* (Ausgabe 5/81) 97

Literatur 100

Vorwort

Zu den eindrucksvollsten Anwendungen der Mikroelektronik im täglichen Leben gehören neben Taschenrechnern elektronische Uhren mit Genauigkeiten, die auf Dauer von keiner mechanischen Uhr gehalten werden können. Uhren sind „Massenware". Entsprechend groß ist der Produktionsumfang an Schaltkreisen für diese Zwecke.

Elektronische Uhren werden gegenwärtig in 2 Hauptkonzeptionen hergestellt: mit Flüssigkristall-Ziffernanzeige und mit der für viele Nutzer bequemer und schneller „verwertbaren" Zeigeranzeige, deren kleinerem elektronischem Aufwand ein höherer Energiebedarf für den (bewegten) Anzeigemechanismus gegenübersteht.

Beide Typen erhalten ihren präzisen Zeittakt von einem Schwingquarz, der bei Armbanduhren bereits einen beachtlichen Miniaturisierungsgrad erreicht hat. Im allgemeinen geht man dabei von einer durch Potenzen von 2 teilbaren Freqenz aus, denn das sichert den kleinsten Teileraufwand im Taktaufbereitungsteil.

An den Schaltkreis einer elektronischen Zeigeruhr werden nur wenige externe Bauelemente angeschlossen: der Schwingquarz mit Abgleichelement, der Schrittmotor (ggf. über ein Koppelglied) und die Batterie, meist eine 1,5-V-Zelle. Uhren mit Weckautomatik verfügen außerdem über einen Schallwandler (ggf. mit externem Treibertransistor) und Eingriffsmöglichkeiten für dessen Steuerung. Aus Fertigungs- und Genauigkeitsgründen liegen die Schwingfrequenzen von Uhrenquarzen meist im Megahertzbereich. Um auf Sekundentaktausgabe zu gelangen, braucht man daher 22 bzw. 23 Teilerstufen.

In TTL-Technik würde das z. B. einem Aufwand von 12 Schaltkreisen vom Typ *D 100* in 14poligen DIL-Gehäusen mit einigen externen Bauelementen entsprechen und eine Leistung in der Größenordnung von 600 mW erfordern. Jeder der in dieser Broschüre vorgestellten Uhrenschaltkreise benötigt dagegen weniger als 100 μW, und der ebengenannte Funktionsumfang wird in einem 10poligen DIL-Gehäuse realisiert. Darüber hinaus

enthält er den aktiven Teil der Schwingschaltung. Wie sich solche Schaltungen auch außerhalb von Uhren nutzen lassen, wurde untersucht. Die Ergebnisse werden im folgenden vorgestellt. Vieles ist „unkonventionell", und manche Schaltung liegt außerhalb dessen, was TGL und Hersteller – auf die korrekte Funktion im Haupteinsatzbereich bedacht – akzeptieren dürften. Ein Problem ist – besonders beim ersten Umgang mit diesen Schaltkreisen – die Empfindlichkeit gegen elektrostatische Spannungen auch kleiner Energien, die der Mensch oder die mit den Schaltkreisen in Berührung kommenden Gegenstände – oft unbemerkt – führen können. Es gibt leider kein Patentrezept gegen sie. In der Broschüre wird darauf noch eingegangen.

Dennoch: Diese ersten aus DDR-Produktion verfügbaren CMOS-Schaltkreise (sie gelangten bereits 1980 in den Amateurbedarfshandel) bieten eine Chance, an die vielfältigen neuen Möglichkeiten heranzuführen, die diese „energiesparsame" Technik bietet. Gegenüber den Standardreihen von international üblichen CMOS-Schaltkreisen kommen sie außerdem noch mit einer Betriebsspannung aus, die an der unteren Grenze des überhaupt noch Sinnvollen liegt – nämlich bei der Spannung eines Primärelements. Genug der Gründe. Es bleibt zu hoffen, daß diese interessanten Schaltkreise weiter im Handel erhältlich sind und damit vielfältig wirksam werden.

Berlin, im Januar 1981 *Klaus Schlenzig*

1. CMOS-Technik – eine kurze Einführung

Transistorfunktionen werden bekanntlich vorwiegend in bipolarer und unipolarer Technik realisiert. In der bipolaren Technik wird der pn-Übergang ausgenutzt. Im Grenzbereich zwischen 2 unterschiedlich dotierten Halbleitergebieten vollziehen sich die funktionsbestimmenden Vorgänge. Je nach Polung der angelegten Spannung leitet oder sperrt dieser Übergang. Die klassische Kombination von 2 dicht benachbarten pn-Übergängen (pnp oder npn) ergibt den seit mehr als 30 Jahren bekannten Transistoreffekt, das heißt die Verstärkerwirkung von Halbleiterbauelementen.

Im Vergleich zur Elektronenröhre hat die bipolare Transistortechnik jedoch eine zunächst als sehr nachteilig bewertete Eigenart: Die Steuerseite benötigt eine merkliche Leistung. Sie belastet also die Quelle. Hohe Eingangswiderstände erfordern Spezialmaßnahmen. Ein weiterer (anfänglicher) Nachteil ist die geringe obere Grenzfrequenz der ersten bipolaren Transistoren. Das ist allerdings längst „Geschichte".

Von den zahlreichen in der Halbleitertechnik schon der ersten Nutzungsjahre bekannten Entdeckungen erwies sich der Feldeffekt als sehr „zukunftsträchtig". Nachdem es gelungen war, auf Halbleitermaterial äußerst dünne Isolierschichten aufzubringen und darüber metallische Elektroden, konnte man bezüglich leistungsfreier Steuerung mit der Elektronenröhre gleichziehen. Je dünner eine solche Isolierschicht, um so geringer die nötige Spannung für die Beeinflussung des darunter liegenden „Kanals". Je nach Leitfähigkeit („Dotierung") dieses Kanals und der erforderlichen Polarität der Steuerspannung ergaben sich gleich 4 mögliche Mechanismen [1]: selbstsperrende und selbstleitende Strukturen mit p- oder mit n-Kanal (entsprechend den am Stromfluß beteiligten Ladungsträgern). Als Einzeltransistoren dieser „MOSFET"-Gruppe (metal oxide semiconductor field effect transistor) existieren in unserem Angebot die (älteren) n-Kanal-Verarmungstypen *SM 103* und *SM 104*. „Verarmung" heißt: Der ohne Steuerspannung selbstleitende Kanal wird durch die Steuerspannung bei entsprechender Polarität gesperrt; er „ver-

armt" an freien Ladungsträgern. n-Kanal bedeutet praktisch, daß eine positive Steuerspannung diese Verarmung bewirkt. Leider muß man diesen Typen schon einige Volt anbieten, bevor diese Wirkung eintritt. Der Kanal verhält sich somit wie ein steuerbarer Widerstand. Seine Kontaktierung ist frei von funktionsbestimmenden pn-Übergängen. Daher wird ja die Gruppe der MOS-Transistoren als unipolare Transistoren bezeichnet.
Mit den Typen *SMY 50, SMY 51, SMY 52, SMY 60, SMY 61* und dem 6fach-Transistor in DIL-Gehäuse *U 105 D* stehen p-Kanal-Anreicherungstypen zur Verfügung. Bei fehlender Steuerspannung fließt im Kanal kein Strom. Die erforderliche Polarität der Steuerung ist beim p-Kanal negativ. Prinzipiell sind bei MOSFET die beiden Kanalelektroden Source S und Drain D zunächst gleichberechtigt. Man kann also jede von ihnen als gemeinsame Ein- und Ausgangselektrode in 3poliger Anordnung benutzen. Eigentlich hat jedoch jeder MOSFET noch eine 4. Elektrode. Das ist das (Halbleiter-)Grundmaterial, auf (in) dem die Transistorteile erzeugt worden sind, also Kanal, sperrschichtfreie Kanalanschlüsse und isolierte Steuerelektrode (Gate). Dieses Grundmaterial muß nun stets mit der potentialmäßig am „tiefsten" liegenden Kanalelektrode verbunden sein, sonst bilden sich über die dann noch wirksam werdenden pn-Übergänge zum eigentlichen MOS-Transistor unerwünschte Strompfade. Bei vielen MOSFET ist bereits intern das Grundmaterial, auch „Bulk" genannt, fest mit dem Sourceanschluß verbunden. Damit liegt also die Einsatzbeschaltung eindeutig fest.
Bisher wurden nur Vorteile der MOS-Technik genannt. Die extrem dünne Isolationsschicht zwischen Gate und Kanal bringt jedoch auch das Hauptproblem der MOS-Technik, nämlich ihre Empfindlichkeit gegen elektrostatische Aufladungen. Dabei spielen 2 Dinge eine Rolle:
1. Der hohe Isolationswiderstand und die kleine Kapazität der Steuerelektrode bedingen, daß selbst Spannungsquellen sehr kleiner „Ergiebigkeit" das Gate auf Spannungen gefährlicher Höhe aufladen können.
2. Für den Durchbruch der dünnen Schicht ist letztlich nicht die absolute Höhe der Spannung entscheidend, sondern der Quotient von Spannung und Schichtdicke der Isolierschicht, also die entstehende Feldstärke. Jeder Isolierstoff schlägt aber bei einer bestimmten, materialabhängigen Größe der Feldstärke durch.

So ist bereits eine Spannung von „nur" 100 V bei z. B. 0,1 μm Isolierschichtdicke völlig ausreichend, um die Gateisolation zu zerstören.
Die Spannungen, auf die sich der Mensch in kunststoffhaltiger Kleidung durch Reibung aufladen kann, erreichen aber Werte bis zu einigen zehn Kilovolt. Nach [2] wurden folgende typische Werte gemessen:

- Aufladung des Körpers bei Teppichbelag: 12 (39) kV
- Aufladung über Kunststoffbelag: 4 (13) kV
- Aufladung am Arbeitstisch: 0,5 (3) kV
- Aufladung eines 16poligen DIL-Schaltkreisgehäuses in einer Kunststoffschachtel: 3,5 (12) kV

Die Kapazität des menschlichen Körpers wird zu etwa 100 pF angegeben.
Als Schutz gegen diese Effekte enthalten die meisten MOS-Schaltkreise integrierte Gateschutz-Netzwerke aus Dioden bzw. Transistoren und Widerständen. Sie sind so ausgelegt, daß sie die von Kapazitäten der genannten Größenordnung zu erwartenden Energien weitgehend abblocken können. Für Schaltungszwecke dürfen sie jedoch nicht ausgenutzt werden! Werden MOSFET eines Leitungstyps auf einem gemeinsamen Chip zu den üblichen Gatterstrukturen von Logikschaltungen vereint, so entsteht eine unipolare Logikfamilie. In der DDR wird seit langem die PMOS-„Hochvolt"-Serie *U 10* gefertigt [3]. Ihre logischen Pegel liegen bei 0 V für H und –12 V für L. Dadurch erhält man gute Störabstände, so daß diese Serie z. B. für Maschinensteuerungssysteme eingesetzt wird. Die Betriebsspannungen sind –12 V und –27 V. Während aber die Gatter tatsächlich leistungslos gesteuert werden, fließt im Ausgangszustand H in einem solchen Gatter ein Strom durch den (durchgesteuerten) Ausgangstransistor nach Masse. Nur bei L (also –12 V) am Ausgang ist dieser Transistor gesperrt (Bild 1.1). Im Grunde ist ein solcher Strom also unnötig. Eine Kombination von (selbstsperrendem) p-Kanal-MOSFET und (selbstsperrendem) n-Kanal-MOSFET, deren Drainanschlüsse miteinander verbunden werden, vermeidet diesen Nachteil einfach und wirksam (Bild 1.2).
Ein Experiment mit dieser Kombination, für die man den Namen CMOS wählte (C von „complementär", bisweilen auch COSMOS genannt), liefert folgende Erkenntnisse:

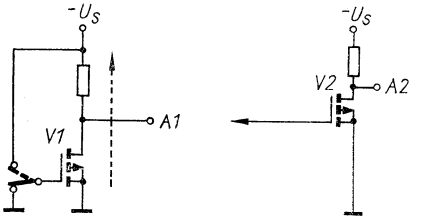


Bild 1.1
Strom in einem MOS-Inverter

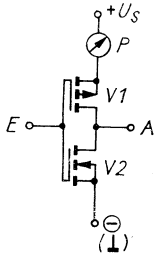


Bild 1.2
CMOS-Inverter (kein Ruhestrom)

- Eingang L (also an Masse): $V1$ wird leitend, $V2$ gesperrt, Ausgang führt H; P zeigt keinen Strom an
- Eingang H (also an $+U$): $V1$ wird gesperrt, $V2$ leitet, Ausgang führt L; P zeigt keinen Strom an.

Damit kann ein an A angeschlossener weiterer CMOS-Eingang leistungslos angesteuert werden. Zwischen L und H existiert jedoch ein Bereich, wo der eine Transistor noch nicht ganz leitet, während der andere noch nicht ganz gesperrt ist. Das ist jenes Gebiet, in dem z. B. in der TTL-Technik die gefürchtete Stromspitze auftritt und wo, durchfährt man es zu langsam, Schwingungen hoher Frequenz entstehen können.

Auch in CMOS-Schaltungen tritt in diesem Bereich ein Strom auf, P zeigt jedoch wesentlich kleinere Werte, als von TTL gewohnt. Das liegt am meist relativ hohen Kanalwiderstand der Transistorelemente. (Ausnahmen bilden z. B. Pufferstufen.) „Wilde Schwingungen" sind in üblicher CMOS-Technik ebenfalls kaum zu befürchten. Neue Entwicklungen (etwa die mit Ausgangspuffern versehenen „B"-Serien) tendieren z. B. dazu, bei Anstiegszeiten von mehr als 1 ms in diesem Bereich einige Schwingungszüge auszuführen [2]. Grund dafür ist die durch die

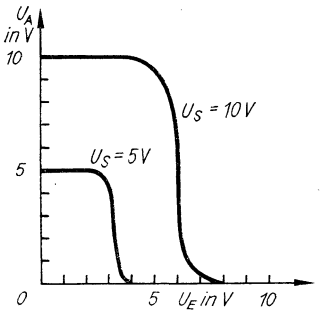


Bild 1.3
CMOS-Übergangskennlinie

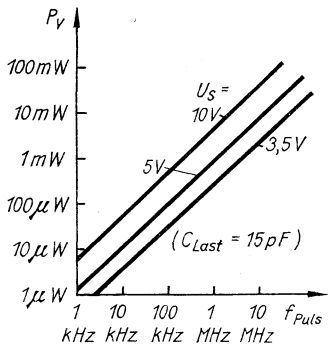


Bild 1.4
Leistungsaufnahme von CMOS-Gattern in Abhängigkeit von Frequenz und Betriebsspannung

zusätzlichen Stufen erhöhte Wechselspannungsverstärkung solcher Gatter (typisch 68 dB gegenüber 28 dB bei ungepufferten Schaltungen im Falle von 5 V Betriebsspannung).

CMOS-Schaltungen sind auf Grund ihres Wirkmechanismus in einem großen Betriebsspannungsbereich einsetzbar. Je höher die Betriebsspannung, um so höher auch der logische Pegel für das Umschalten (Bild 1.3). Allerdings gilt die Regel, daß (wieder von speziellen Typen abgesehen) ein CMOS-Gatter nur bis 5 V Betriebsspannung am Ausgang dauerkurzschlußfest ist. Mit wenigstens etwa 100 mW je Gatter der üblichen Standardreihen (*K 561* UdSSR, *U 4000* DDR, *CD 4000* u. ä. NSW) und etwa 500 mW je Schaltkreis wird die zulässige Verlustleistung angegeben. Daß sie doch Bedeutung erlangen kann, ergibt sich aus den mit wachsender Arbeitsfrequenz erheblich steigenden Verlusten,

neben den Umschaltverlusten im Gatter vor allem bedingt durch die Umladung der Eingangskapazitäten über die Kanalwiderstände (Bild 1.4). Übliche Kanalwiderstände liegen unter oder bei 1 kΩ, auch abhängig von der Speisespannung und der damit bedingten Schwellspannungsverschiebung. Größere Speisespannung ergibt damit kleineren Kanalwiderstand!

Weitergehende Informationen zu CMOS-Schaltkreisen innerhalb von Logikschaltungen (z. B. innere Struktur von NAND, NOR, Transmissionsgatter) findet man in [4] und [5].

Wie schon angedeutet, stellen statische Aufladungen für MOS-Bauelemente eine erhebliche Zerstörungsgefahr dar. Ergänzend zeigt dazu Bild 1.5a noch die anfangs übliche Schutzbeschaltung von CMOS-Logikschaltkreisen (meist auch ausgangsseitig!), während Bild 1.5b die heute z. B. bei den „gepufferten" Typen benutzte verbesserte Schutzbeschaltung wiedergibt. Man erkennt daraus u. a., daß eine Eingangsspannung, die über der Betriebsspannung liegt, nach der positiven Elektrode kurzgeschlossen wird. In Schaltungen, wo betriebsmäßig eine solche Spannung niederohmig auftreten kann, muß durch einen Vorwiderstand auf $I_{max} = 10$ mA begrenzt werden. Im übrigen gilt die Regel, daß an CMOS-Schaltungen zuerst die Betriebsspannung (unbedingt richtig gepolt!) anzulegen ist, bevor andere Spannungen angeschlossen werden dürfen. Freie Eingänge sind grundsätzlich mit benutzten zu verbinden bzw. – je nach Funktion – ggf. über einen Widerstand an Masse oder Betriebsspannung anzuschließen. Andernfalls laden sie sich auf und führen zu undefinierten Beeinflussungen der Funktion. Beim Umgang mit MOS-Bauelementen ist auch trotz Schutzbeschaltung Vorsicht geboten, denn auch diese Beschaltung hat ja nur eine begrenzte Schutzwirkung und kann ebenfalls zerstört werden.

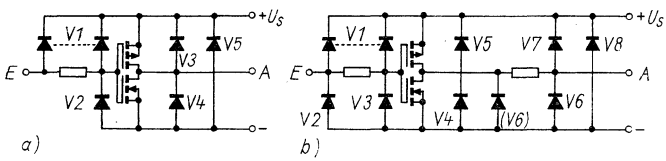


Bild 1.5 Schutzbeschaltungen von CMOS-Gattern: a — übliche, b — verbesserte

Nach [2] schützt die einfache Beschaltung nach Bild 1.5a gegen statische Aufladungen im definierten Sinne nur bis etwa 1 kV, die verbesserte immerhin schon bis 4 kV. Aus den eingangs genannten Werten bei unterschiedlichen Umweltbedingungen läßt sich also bereits abschätzen, wo weiterhin Gefahren bestehen.

Man darf also CMOS-Schaltkreise keinesfalls

- in Kunststoffdosen aufbewahren,
- in Räumen mit Kunststoff- oder Teppichbelag ohne weitere Schutzmaßnahmen einsetzen

und soll sie

- stets als letztes Bauelement einlöten,
- auf leitenden Unterlagen (sie können relativ hochohmig sein) lagern,
- nur nach Potentialsausgleich des Körpers mit der leitenden Unterlage berühren,
- mit Kolben löten, dessen Spitze mit der leitenden Unterlage verbunden ist.

In der Praxis und bei etwas Übung im Umgang ist all das weit weniger umständlich, als es klingt. Die CMOS-Technik lohnt diese Sorgfalt mit Wirkungen, die sich mit derart minimalem Energieeinsatz bisher in keiner anderen Technik haben erreichen lassen.

2. Uhrenschaltkreise in CMOS-Technik

2.1. Allgemeines

Wohnraum- und Weckuhren, aber auch Armbanduhren werden auch im Zeitalter des LCD-Zifferndisplay von vielen Menschen noch in Zeigerausführung bevorzugt. Es besticht die „Zeitinformation auf einen Blick" in der gewohnten Weise. Die Genauigkeit des Ablesens steht für viele Zeitinformationen an zweiter Stelle. Bei Bedarf liefert ein „zweiter Blick" minuten- und bei vorhandenem Sekundenzeiger schließlich sekundengenaue Information. Diese Genauigkeit ist zunächst nur relativ. In einem abgeschlossenen System, sozusagen beim Einsiedler, kann die Minute ruhig 59 oder 61 echte Sekunden lang sein. In der Gesellschaft dagegen ist eine gute Übereinstimmung aller Zeitmesser eine Voraussetzung für reibungsloses Funktionieren vieler Prozesse. So ist der Einsatz von Quarzschwingern als Zeitnormale in Gebrauchsuhren durchaus nicht als übertrieben zu betrachten. Neben dem Aspekt der größeren Präzision ergibt sich zunehmend auch der technologische Vorteil: Weniger mechanische Präzision – also kleinerer Aufwand auf dieser arbeitsintensiven Seite – bringt dennoch hohe Betriebsgenauigkeit. Bis zur Einführung von LCD-Zeigeranordnungen mit den sie voraussetzenden speziellen Schaltkreisen zur Ansteuerung bleibt die Analoguhr damit „teilmechanisiert". Elektrisch-mechanischer Wandler ist ein kleiner Schrittmotor, der bereits mit kurzen, energiesparenden Impulsen jeweils eine halbe Umdrehung weitergeschaltet wird. Sekunden-, Minuten- und Stundenzeiger werden von ihm über ein einfaches Zahnradgetriebe bewegt. Die schmalen Steuerimpulse entstehen entweder bereits im Schaltkreis selbst (Typenbeispiel: Armbanduhrenschaltkreis *U 113 F*, Nachfolger *U 118 F*), oder sie werden mit einer Brückenschaltung am Ausgang durch Ansteuern des Motors über einen Kondensator realisiert. Dadurch ergibt sich gleichzeitig eine Art Spannungsverdopplung. (Typenbeispiel: Wohnraum- und Weckuhrenschaltkreis *U 114 D*; ohne Wecker: *U 124 D*).
Der Strombedarf einer solchen Kombination ist vor allem durch

den des Schrittmotors gegeben. Zielfunktion bleibt dabei stets wenigstens Ein-Jahres-Betrieb mit einer Stromquelle. Damit muß der Eigenbedarf eines solchen Uhrenschaltkreises nicht extrem niedrig liegen, solange er nicht die Größenordnung des Motorbedarfs erreicht.

2.2. CMOS-Analoguhr (Grundtyp)

Bild 2.1 zeigt den Übersichtsschaltplan einer typischen Analoguhr mit Quarztakt. An den CMOS-Schaltkreis mit einem Integrationsgrad IS 4 (d. h. bis 10^4 Funktionselemente auf einem Chip) wird extern hauptsächlich ein Schwingquarz mit einer Frequenz angeschlossen, die eine Potenz von 2 ist. Ein Trimmkondensator läßt eine geringe Frequenzkorrektur zu. Die Schwingung wird mit einem CMOS-Inverter erzeugt, der den Quarz im Rückkopplungszweig enthält. Nach Impulsversteilerung in einem weiteren Inverter folgt ein binärer Frequenzteiler, an dessen Ausgang 2 Leistungsstufen liegen. Ihre Ausgänge führen stets zueinander inverse Pegel. Sie wirken damit wie eine Batterie wechselnder Polarität. Bild 2.2 zeigt das sich so ergebende Impulsbild. Die Quarzfrequenz wird also – auf den einzelnen Ausgang bezogen – einmal mehr geteilt als für 1 s nötig, nämlich auf 2 s. Da beide Ausgänge jedoch um 1 s versetzte Impulse liefern, kann man bei Bedarf aus einer Summierung der beiden vorher differenzierten Signale über 2 Transistoren schmale Sekundentakte gewinnen. Dazu später mehr. (Beim *U 113 F* z. B. ist die Differenzierung nicht nötig, da die Ausgänge bereits Impulse von wesentlich unter 1 s liegender Breite – etwa 30 ms – liefern.)
Um andererseits einen 1-Hz-Takt über nur einen Ausgang zu

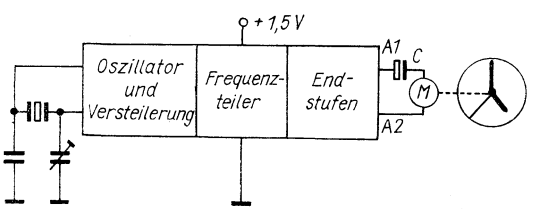


Bild 2.1 Analoguhr mit Quarztakt

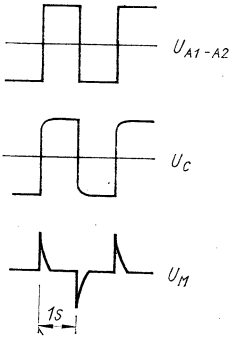


Bild 2.2
Impulsbilder am Schaltkreisausgang

erhalten, müßte der Quarz also auf doppelter Frequenz schwingen. Nun werden jedoch – das sei schon jetzt vorausgeschickt — vom Hersteller verständlicherweise nur die für den Haupteinsatzfall gegebenen Betriebsbedingungen garantiert. Alle davon abweichenden Einsatzversuche gehen voll auf Risiko des Nutzers. Gerade außerhalb ihres ursprünglichen Zwecks erwiesen sich aber *U 114 D* und *U 124 D* als äußerst vielseitige und interessante Bauelemente. Das war einer der Gründe für diese Broschüre, zumal ab 1981 größere Mengen des Schaltkreises *U 124 D* in den Amateurhandel gelangten.

2.3. CMOS-Uhrenschaltkreis *U 114 D (TGL 35204)*

Gegenüber dem in Abschnitt 2.1. beschriebenen Grundtyp einer CMOS-Analoguhr enthält der *U 114 D* weitere Funktionsgruppen. Der Einsatz dieses Schaltkreises ist dadurch auch in mechanisch schaltenden Weckuhren mit geringem Zusatzaufwand möglich.

2.3.1. Oszillator und Teiler

Nach Bild 2.3 besteht der Eingang für den frequenzbestimmenden Schwingquarz aus den herausgeführten Anschlüssen eines Inverters (10,9), der bereits intern durch einen integrierten Rück-

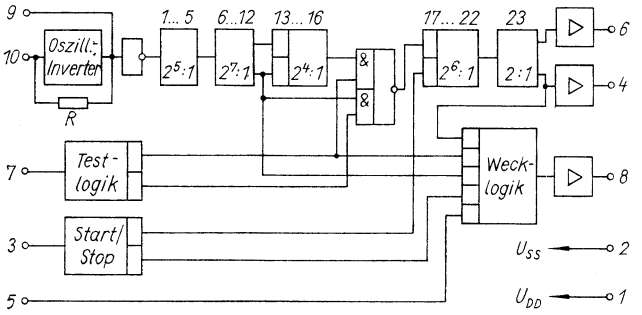


Bild 2.3 Übersichtsschaltplan des *U 114 D* (*TGL 35204*)

koppelwiderstand für seine Oszillatorfunktion vorbereitet worden ist. Der Wert dieses Widerstandes liegt bei etwa 5 MΩ. Durch ihn wird im Schwingbetrieb das Verhalten eines A-Verstärkers erreicht. Die Schwingungsamplitude entspricht nahezu der Batteriespannung; der Arbeitspunkt liegt bei etwa 50% U_B (U_B wird gegen Masse zugeführt, das heißt $U_B = U_{DD}$; $U_{SS} = 0$.)
Für den Quarz ist eine Frequenz von 2^{22} Hz vorgeschrieben. Das ergibt sich aus den Ausgangsfrequenzbedingungen für Schrittmotoren im bereits erläuterten Sinne. Im Schaltkreis befinden sich dazu 23 binäre Teilerstufen. Die sinusförmige Quarzfrequenz wird zu ihrer Ansteuerung zunächst in einem zweiten Inverter verformt, so daß genügend steile Flanken zustande kommen. Die ersten Teiler sind dynamisch, die folgenden Stufen reagieren auf statische Pegel.

2.3.2. Schnellgang („Test")

Hinter dem ersten Teilerkomplex mit 12 Teilerstufen wird die auf $2^{12}:1$ geteilte Schwingung (das sind bei einem Quarz von rund 4,19 MHz oder 2^{22} Hz noch 2^{10} Hz = 1024 Hz) außer dem nächsten Teiler noch 2 Funktionsgruppen zugeführt, die im hypothetischen Grundtyp entsprechend Abschnitt 2.1. nicht enthalten sind. Zum einen gelangt sie in einen NAND-Funktionsblock, der außerdem über seinen zweiten NAND-Eingangsteil die nochmals um $2^4:1$ geteilte Frequenz erhält. Sie wird über diese Stufe zum

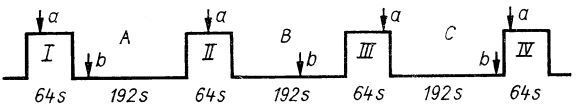
nächsten Teiler weitergereicht, solange nämlich der zweite Eingangsanschluß dieses Teils auf H liegt. Das besorgt eine sogenannte Testlogik, die über Anschluß 7 eingangsseitig zugänglich ist. Auf Grund eines nicht dargestellten integrierten pull-up-Widerstands liegt ihr Eingang auf H. Damit führen ihre Ausgänge die zueinander inversen Pegel H (oberer Ausgang) und L (unterer Ausgang). Der obere NAND-Eingangsteil ist damit freigegeben, und die bis jetzt um $2^{16}:1$ geteilte Frequenz wird zu den letzten beiden Teilerkomplexen durchgeschaltet. An den Ausgängen 4 und 6 ergeben sich damit die normalen, zueinander versetzten 0,5-Hz-Impulse.
Legt man nun den Eingang der Testlogik statisch auf L, so wechseln die Pegel an ihren Ausgängen. Damit wird der normale Impulsweg gesperrt. Nun liegt aber am unteren NAND-Eingangsteil H am einen und (ständig) die nur bis $2^{12}:1$ geteilte Frequenz am anderen Eingang. Damit wird diese Frequenz an die weiteren Teiler durchgeschaltet. Sie ist noch um den Faktor 2^4 (entsprechend dem Teilerfaktor des nun „umgangenen" Teilers) höher.
Dadurch erscheinen nun an 4 und 6 „Schnellgang"-Impulse 16facher Frequenz, also 2 zueinander versetzte 8-Hz-Impulsfolgen. Dieser Schnellgang ist eines der wichtigsten Details für sekundäre Einsatzmöglichkeiten des *U 114 D*.

2.3.3. Weckteil

Der Nutzung für Weckuhren schließlich dient der restliche Schaltungskomplex. Er besteht aus einer ausgangsseitig gepufferten Wecklogik mit 5 Eingängen. Ihnen werden zugeführt (von oben nach unten):
- die 0,5-Hz-Impulse eines der Ausgänge der letzten Teilerstufe (Takten des Wecksignals),
- der bei aktiviertem Eingang L führende Ausgang der Testlogik,
- die Frequenz 1024 Hz (der eigentliche Weckton),
- einer der beiden Ausgänge der Start-Stop-Funktionsgruppe (sie ist über Eingang 3 zugänglich und setzt mit L die letzten Teilerstufen bei Bedarf zurück),
- der äußere Weckerstromkreis (über Anschluß 5, den Weckaktivierungsanschluß; die Weckfunktion wird freigegeben, wenn 5 L erhält.)

Von diesen Verknüpfungen wird durch den Benutzer nur der an Anschluß 5 zu schaltende Kreis aus vom Wecker mechanisch betätigtem Arbeits- und über Taste zu öffnendem Ruhekontakt beeinflußt. Intern arbeitet die Wecklogik jedoch in mehreren Varianten, je nach Zeitpunkt und Dauer des Eingriffs in den Ruhekontakt. Der unbeeinflußt ablaufende Weckgesamtzyklus hat 4 Weckphasen und 3 Wiederholpausen (Bild 2.4). In jeder Weckphase ertönen 16 Weckimpulse. Sie bestehen gemäß Bild 2.5 aus je 1 s lang ertönenden 1024-Hz-Schwingungen, die nach jeweils 3 s wiederkehren. Der erste Ton wird spätestens 1 s nach Schließen des Weckkontakts an die Weckkapsel abgegeben. Nun gibt es folgende Möglichkeiten, diesen Ablauf zu unterbrechen bzw. zu verändern:

- Eine kurze Unterbrechung (weniger als 3 s) des Weckerkreises über die Ruhekontakttaste unterbricht den Weckvorgang sofort, und es beginnt die erste Wiederholpause von 192 s Dauer. Danach läuft der Weckzyklus entsprechend Bild 2.4 bis zu Ende ab. In jeder Weckphase kann aber das sonst je 64 s lang ertönende Signal sofort durch gleiche Tastenbetätigung beendet werden, so daß dann gleich die nächste Wiederholpause beginnt.
- Wird die Ruhekontakttaste innerhalb einer Wiederholpause



I... IV Weckphase
A... C Repetierpause
a Eingriffsmöglichkeiten für Zwangsrepetierbetrieb
b Eingriffsmöglichkeiten zum Abschalten der Wecklogik

Bild 2.4 Gesamter Weckzyklus beim *U 114 D*

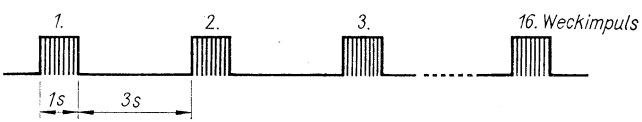


Bild 2.5 Weckzyklus-„Feinstruktur"

kurz geöffnet (das wirkt aber frühestens 4 s nach dem Tonsignalende), so wird der Wecker ganz abgeschaltet.
- Der Wecker läßt sich zu jedem beliebigen Zeitpunkt des Weckzyklus abschalten, wenn die Taste kurzzeitig mit einem Abstand von etwa 1 s gedrückt wird.
- Die Wecklogik schaltet sich in den Bereitschaftszustand zurück (d. h., es kann danach ein neuer Weckvorgang ausgelöst werden), wenn der Schalterweg zwischen 5 und Masse länger als 6 s geöffnet wird. Der Weckkontakt der Uhr besorgt das automatisch, so daß nach 12 Stunden erneut geweckt werden kann (einer der Nachteile von mechanisch schaltenden 12-Stunden-Kreis-Analoguhren).

2.3.4. Start/Stop (Reset)

Von Bedeutung für andere Anwendungen ist auch der beim Komplex „Weckfunktion" zunächst nur kurz erwähnte Eingang 3 (Start/Stop, auch als Reset bzw. in dieser Broschüre anschaulich als Run/Stop bezeichnet). Bei Analoguhren ist er nur im Sinne eines genauen Eintaktens nach dem Stellen der Uhr von Bedeutung. Man kann für die Dauer von L an 3 die Ausgänge auf den zuletzt eingenommenen Stellungen halten. Da dieser Eingriff aber die von der Start-Stop-Logik beeinflußten Teilerstufen gleichzeitig in ihre Ausgangsstellungen rücksetzt, vergeht nach Freigabe von 3 erst eine Zeit von etwa einer Sekunde (im Hauptbetriebsfall mit 4,19-MHz-Quarz), bevor die Ausgänge wieder umschalten. Das ist bei genauem Stellen einer solchen Uhr zu berücksichtigen.

2.3.5. Datenübersicht

Eine Übersicht der vom Hersteller garantierten Daten des *U 114 D* enthält Tabelle 2.1.

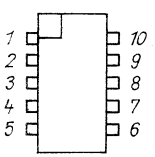
2.3.6. Einsatzschaltung

Bild 2.6 zeigt die Belegung der Anschlüsse des in einem 10poligen DIL-Gehäuse mit 7,5 mm Reihenabstand untergebrachten

Tabelle 2.1. *U 124 D* und *U 114 D* a – Betriebsbedingungen, b – Grenzkenngrößen (maximaler Leerlaufstrom 50 μA bei 1,5 V und 25 °C).

Kenngröße	Kurzzeichen	Einheit	Minimalwert	Nennwert	Maximalwert
Betriebsspannung bei ϑ_a = 10 °C bis 70 °C	U_{DD}	V	1,2	1,5	1,7
Umgebungstemperatur bei U_{DD} = 1,35 V bis 1,7 V	ϑ_a	°C	— 10	25	70
Schrittmotorwiderstand	R_{L1}		300	—	—

Kenngröße	Kurzzeichen	Einheit	Minimalwert	Maximalwert
Betriebsspannung	U_{DD}	V	— 0,3	2,5
Spannungen an allen Eingängen, bezogen auf U_{SS}	U_I	V	— 0,3	U_{DD}
Betriebstemperaturbereich	ϑ_a	°C	— 10	70
Lagerungstemperatur	ϑ_{st}	°C	— 55	125



1 U_{DD} (+)
2 U_{SS} (−, ⊥)
3 Start / Stop (Reset)
4 Motorausgang A1
5 Weckeraktivierung
6 Motorausgang A2
7 Test (Schnellgang 16×)
8 Weckerausgang
9 Quarz (Inverter-Ausgang)
10 Quarz (Inverter-Eingang)

Bild 2.6
Anschlußbelegung des *U 114 D*

U 114 D. Entsprechend dieser Belegung ist die typische Einsatzschaltung nach Bild 2.7 „halbsymbolisch" ausgeführt. Ergänzend zu den Funktionserläuterungen ist aus diesem Bild die Außenbeschaltung des Weckteils zu erkennen. Man benötigt also einen zusätzlichen Transistor, der dem Strombedarf der Weckkapsel gewachsen sein muß. Diese Kapsel kann in Eigen-

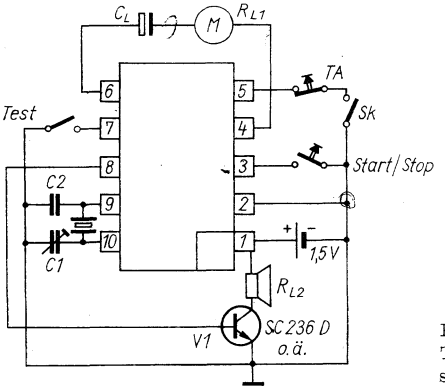


Bild 2.7
Typische Einsatzschaltung des *U 114D*

bauten z. B. eine 54-Ω-Telefonkapsel sein. Sie strahlt 1024 Hz mit recht gutem Wirkungsgrad ab. Zur Sicherheit gegen Impulse, die dem Transistor dabei von der Induktivität in seiner Sperrphase gefährlich werden könnten, empfiehlt sich eine Diodenbeschaltung.

2.4. Quarzweckertypen

Ein typisches Modell dieser Gruppe von Analogquarzuhren ist der Quarzwecker *Kaliber 64—39* aus dem VEB *Uhrenwerk* Ruhla. Allerdings empfiehlt es sich, bei Umgang mit dem „Innenleben" eines solchen Weckers nicht einfach vorauszusetzen, daß er a) auch tatsächlich mit einem *U 114 D* bestückt ist und daß er b) sich genau im beschriebenen Sinne verhält. Erste Exemplare dieses Typs waren z. B. mit einem anderen Schaltkreistyp bestückt, mit dem sich ein Stromlaufplan nach Bild 2.8 ergab. Dieser Schaltkreis lieferte ständig den Weckton von 1024 Hz in Impulsen von 1 s Breite mit je 3 s Pause. Der Ton war also nur über den Ausgabekreis ein- und auszuschalten. Für diesen Typ entstand z. B. die in Abschnitt 3. beschriebene „weiche" Weckschaltung [6]. Die Gesamtuhr wurde gemäß Bild 2.9 verknüpft [7]. In diesem Bild wird zwischen Informationsfluß (gestrichelt), elektrischem Energiefluß (ausgezogen) und mechanischem Energiefluß (doppelte Linien) unterschieden. Dadurch läßt sich die Gesamtfunktion besser überschauen.

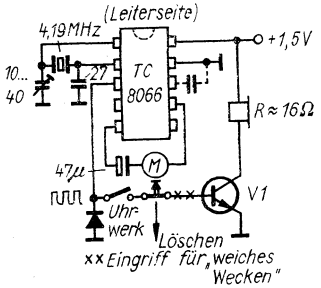


Bild 2.8
Stromlaufplan-Variante mit Import-IS

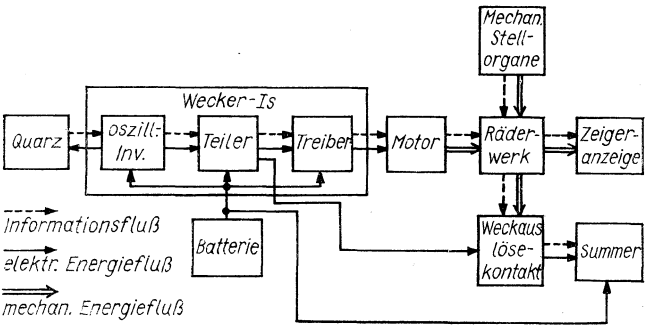
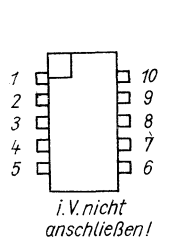


Bild 2.9 Übersichtsschaltplan eines Quarzweckers

2.5. CMOS-Uhrenschaltkreis *U 124 D (TGL 35204)*

Der *U 124 D* ist die für Wohnraumuhren ohne Weckfunktion verwendbare, sozusagen „abgerüstete" Variante des *U 114 D*. Gemäß Anschlußbelegung (Bild 2.10) fehlen die Funktionen der Anschlüsse 5 und 8. Die Innenschaltung in Übersichtsdarstellung (Bild 2.11) zeigt ebenfalls den verminderten Funktionsumfang. Ihre Wiedergabe, obwohl ja in Bild 2.3 mit enthalten, ist sinnvoll. Man erkennt so ohne Ablenkung, welche weiteren Möglichkeiten über den Uhrenbetrieb hinaus auch diese Schaltung noch bietet (siehe spätere Abschnitte).
Bild 2.12 zeigt die Schaltung für den Haupteinsatz. Die wichtigsten Daten des *U 124 D* sind mit in Tabelle 2.1. enthalten.



1 U_{DD} (+)
2 U_{SS} (−, ⊥)
3 Start/Stop (Reset)
4 Motorausgang A1
5 i.V.
6 Motorausgang A2
7 Test (Schnellgang 16×)
8 i.V.
9 Quarz (Inverter-Ausgang)
10 Quarz (Inverter-Eingang)

Bild 2.10
Anschlußbelegung des *U 124 D*

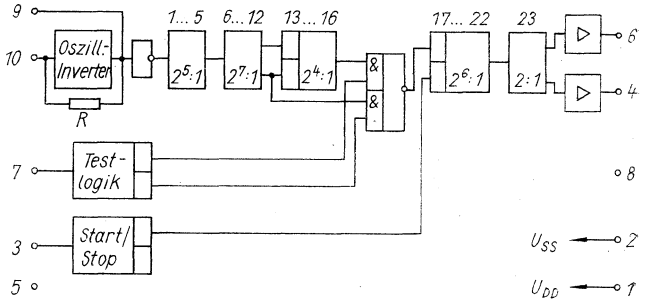


Bild 2.11 Übersichtsschaltplan des *U 124 D*

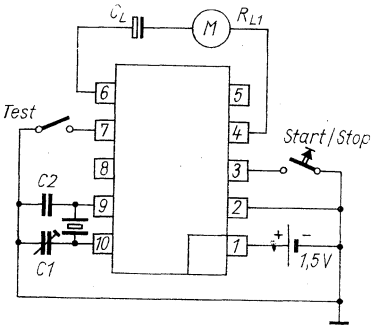


Bild 2.12
Haupteinsatz für *U 124 D*

3. Einsatzerweiterungen industrieller Analogquarzuhren

Preisintensivstes Bauelement von Quarzuhren ist gegenwärtig noch der Schwingquarz selbst. Erst mit einigem Abstand folgt der Uhrenschaltkreis. Zusammengenommen erschien es durchaus sinnvoll zu untersuchen, welche Gebrauchserweiterungen einmal vorhandene Quarzuhren noch zulassen, hauptsächlich (wegen der nötigen Eingriffe) nach Ablauf der Garantiefrist. Im vorliegenden Zusammenhang sind diese Informationen zum Teil aber auch für Anwendungen von Bedeutung, bei denen von vornherein von der Eigenbaukombination Schaltkreis/Quarz ausgegangen werden kann.

3.1. Weiche Wecktoneinblendung

Unmittelbar den Gebrauchswert eines Quarzweckers erhöht folgende Maßnahme: Der Weckton setzt nicht sofort mit voller Lautstärke ein, sondern es wird „gehör- und nervenschonend" mit langsam steigender Amplitude geweckt. Das dimensionierte Beispiel nach Bild 3.1 wurde im Modell nach Bild 2.8 (Import-IS) benutzt. Die niedrige verfügbare Batteriespannung zwang zu einer reinen Transistorlösung. Der Autor beschrieb diese Schaltung in [7]. Sie wird in den Weckkontaktkreis eingefügt, denn von

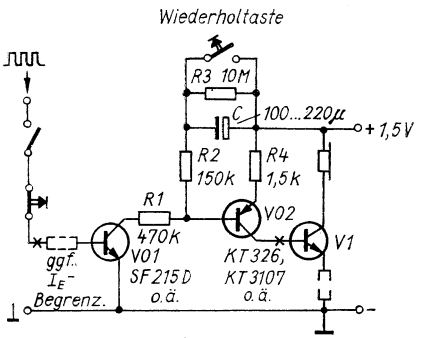


Bild 3.1
„Weiche" Wecktoneinblendung bei Quarzwecker

dort erhält der schon vorhandene Transistor ($V01$) seine Eingangsamplitude, die dann in der Weckkapsel ($R \approx 16\,\Omega$) ertönt. Zunächst gelangt die Tonfrequenzspannung bei Einschalten des Weckkreises durch den Uhrwerkschalter zum Teilerkreis $R1$, $R2$, denn C ist über $R3$ entladen. Die Basis-Emitter-Spannung für $V02$ liegt damit unter dem Wert, der zum Öffnen von $V02$ erforderlich ist. Die an der Basis von $V01$ mit positiver Polarität liegenden Tonfrequenzimpulse von jeweils 1 s Dauer laden den Kondensator schrittweise auf, wobei $V01$ als Verstärker- und Trennstufe fungiert. Durch Aufladen von C verändert sich die Spannungsverteilung für die Basis von $V02$. Wenn die Pulse schließlich seine Basis-Emitter-Schwellspannung überschreiten, gelangt die Pulsfolge über den Begrenzungswiderstand $R4$ an den bereits in der Uhr enthaltenen Transistor $V1$.

In der Kapsel wird der Weckton zunächst sehr leise, zunehmend aber lauter hörbar, bis er eine von der Aussteuerung von $V02$ und $V1$ auf Grund der Begrenzung durch $R1$ gegebene Lautstärke erreicht. Die sich gegenseitig bedingenden Werte von $R1$ und $R2$ (gewünschte Zeit, benötigte Endlautstärke) sind damit in gewissen Grenzen variabel. $R1$ darf nicht so klein und $R2$ gleichzeitig nicht so groß werden, daß die Impulse bereits bei kurzgeschlossenem Kondensator an $V1$ gelangen. Mit der in Bild 3.1 angegebenen Dimensionierung wurden etwa 4 min bis zum hörbaren Ton und etwa weitere 2 min bis zur endgültigen Lautstärke erreicht. Damit ist der Wecker für eine entsprechend früher liegende erste Weckzeit (unter Berücksichtigung der Verzögerung bis zur vollen Lautstärke) einzustellen. (Häufig wird man bei dieser Uhrenkonstruktion aber leider schon vom Einrasten des Schalters geweckt.)

Auf Wunsch kann nun die Wiederholtaste für eine etwa 4 min lange „Schlummerzeit" gedrückt werden. Als Taste kann z. B. ein kleiner Mikrotaster gewählt werden, der neben der Ausschalttaste angebracht wird. In absolut ruhigen Räumen macht sich der Weckton mit zunächst zwar sehr geringer Lautstärke bereits nach etwa 1 min bemerkbar. Das ist für den angestrebten Zweck etwas wenig. Ein Mehraufwand im wesentlichen von einem Transistor und einem weiteren Kondensator (Bild 3.2) verlängert diese Zeit. Bei dieser Variante sind „weichem Wecken" und „Wiederholung mit weicher Einblendung" 2 getrennte Kreise zugeordnet. $V03$ ist normalerweise gesperrt. Durch die nicht-

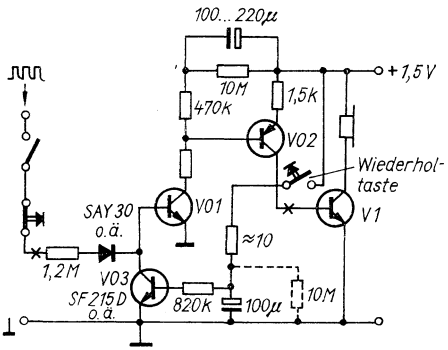


Bild 3.2
Verbesserte
Variante zu
Bild 3.1 (100μ: *C*02)

rastende Wiederholtaste lädt man nach dem ersten Ertönen des Wecksignals *C*02 auf etwa Batteriespannung auf. Damit wird *V*01 zuverlässig gesperrt, zumal in dieser Schaltungsvariante die Diode im Basiskreis eine weitere Erhöhung des zum Öffnen nötigen Potentials vom Eingang her bedeutet. (Es ist daher nicht sinnvoll, sie in den Emitterkreis von *V*01 zu legen, denn dann ergibt sich bezüglich *V*02 die Reihenschaltung von 3 Dioden und damit wenig Spielraum für die durch Alterung ja noch sinkende geringe Batteriespannung von nur 1,5 V!) Der Kondensator *C*02 muß sich bei dieser Variante nach Drücken der Schlummertaste erst wieder auf eine Spannung entladen, die unter der Schwellspannung von *V*03 liegt, bevor das Signal *V*01 passieren kann. Bereits mit den angegebenen 100 μF erreicht man wenigstens 5 min Schlummerzeit. Der Widerstand R im Emitterkreis von (*V*1 in Bild 3.2 fehlend) stellt übrigens für beide Schaltungsvarianten eine Möglichkeit dar, den Weckstrombedarf zu senken. Er sollte der jeweiligen Schlaftiefe angepaßt werden. Der zusätzliche Ruhestrombedarf beider Schaltungsvarianten liegt bei 1 mA, ist also zunächst zu vernachlässigen, denn dieser Strom fließt nur während der Weckzeit. Man bedenke aber, daß auch bereits bei noch kaum hörbarem Ton ein Strom zu fließen beginnt, der bei den Musterdaten (und auch abhängig von den Stromverstärkungswerten der Transistoren) schließlich zu etwa 10 mA wird, wenn der Weckton seine größte Lautstärke erreicht. Allerdings nimmt der Wecker ohne Zusatzschaltung fast doppelt soviel auf, weil dann die Strombegrenzung des Basisstroms durch

die Zusatzschaltung wegfällt. Man hat also (vor allem durch die Größe von R) noch eine gewisse Freiheit in der Wahl der Stromaufnahme, je nach gewünschter Endlautstärke.
Die geringfügigen Kosten der Zusatzschaltung (weniger als 5% des Weckerpreises), verglichen mit der beträchtlichen Erhöhung des Gebrauchswertes, rechtfertigen die mit dem Einbau verbundene Arbeit vollauf. Einzige Leiterplattenänderung ist das Auftrennen der Basisleitung von $V1$.
Bei der Variante mit getrenntem Wiederholkreis ist der Füllgrad des verfügbaren Einbauvolumens bereits recht hoch. Das kann zu einer Verringerung der Schwingfrequenz durch erhöhte Kapazität im Quarzkreis führen. Sollte also nach diesem Einbau festgestellt werden, daß die Uhr nachgeht, ist eine Korrektur am Trimmkondensator erforderlich, die am schnellsten und genauesten durch Kontrolle mit einem digitalen Frequenzmesser vorgenommen wird. Selbstverständlich verlöscht bei allen beschriebenen Eingriffen der Garantieanspruch für die Uhr. Für den Umbau ist also entsprechende Sachkenntnis Voraussetzung. Gleichzeitig muß darauf hingewiesen werden, daß sich u. U. eine Modifizierung der Schaltung durch andere Außenbeschaltung des eingesetzten Uhrenschaltkreises erforderlich macht.

3.2. Ableiten von Steuertakten für einen Timer

An der *Weimar-Quarz, Kaliber 45*, untersuchte der Autor in [8] Möglichkeiten für die Nutzung des quarzgenauen Sekundentakts dieser Uhr zur Steuerung eines Timers für den Bereich zwischen einigen Sekunden und einer Stunde. Die Existenz des genauen Sekundentakts macht jede Kalibrierung dieses Timers überflüssig. Im vorliegenden Rahmen soll von jener Lösung nur der schaltungstechnische Teil wiedergegeben werden. Ein Leiterbild und Bauhinweise für dieses Gerät findet man bei Bedarf in [9].
Im Unterschied zu Abschnitt 3.1. stand für die weitere Verarbeitung der Impulse eine höhere Betriebsspannung zur Verfügung; denn die benutzten Teilerschaltkreise erfordern 5 V. Ungünstiges Detail dieser Lösung war die Art des Ankoppelns der Verarbeitungsschaltung an den Uhrenschaltkreis. Wie Bild 3.3 zeigt, werden die Ausgangsimpulse zur Spannungsverstärkung den Basen zweier Transistoren galvanisch über Vorwiderstände zu-

geführt. Das bedeutet eine dauernde zusätzliche Belastung der Uhrenzelle. Im praktischen Modell konnte dieser Nachteil zumindest in den Betriebspausen (also im größeren Zeitbereich) behoben werden. Das geschah durch Koppeln des Einschalters mit einem weiteren Arbeitskontakt, der die Masseleitung zur Uhr nur für die Dauer des Timerbetriebs durchschaltet. An den Kollektoren der beiden Transistoren werden die nun auf TTL-Pegel angehobenen Impulse über je ein *RC*-Glied differenziert und über ein Dioden-OR zusammengeführt. Damit stehen schmale positive Impulse zur Verfügung, deren Folgefrequenz auf Grund des Versatzes der beiden Ausgangsspannungen des Uhrenschaltkreises nun genau 1 Hz beträgt (Bild 3.4). Von ihnen wird der folgende Transistor stark übersteuert, so daß an seinem Kollektor rechteckähnliche Impulse von etwa 30 μs Breite mit ausreichender Flankensteilheit im TTL-Pegel verfügbar sind.
Außer den 1-Hz-Impulsen war für den Timer noch eine Pulsfolge 4facher Periodendauer erforderlich. Sie kann durch ein RS-Flip-

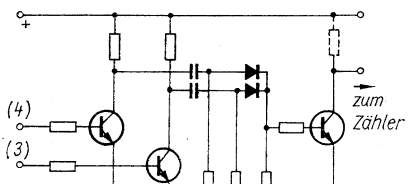


Bild 3.3
Ableiten eines 1-s-Taktes für einen elektronischen Zähler

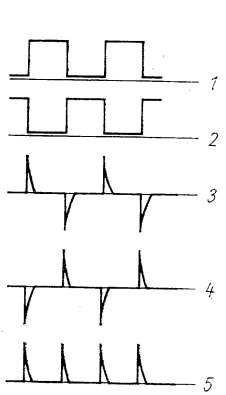


Bild 3.4
Impulsbild zur Gewinnung des 1-s-Taktes aus dem Uhrentakt: 1,2 — Kollektorspannungen, 3,4 — Impulse hinter *C*, 5 — Summentakt hinter den Dioden

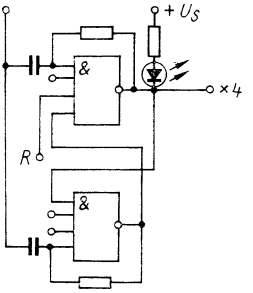


Bild 3.5
RS-Flip-Flop für 4-s-Takt mit Anzeige der Taktsteuerung über Leuchtdiode

Flop (Bild 3.5) aus einem *D 120* erzeugt werden, wenn das Flip-Flop nur von einer der beiden Verstärkerstufen angesteuert wird. Einer der freien Eingänge ermöglicht Rückstellen, um den Fehler beim Start zu halbieren. Die verbleibende Unsicherheit von 2 s ergibt sich daraus, daß in dieser relativ einfachen Schaltung die Ausgangsimpulsfolge der Uhr von der peripheren Schaltung nicht unterbrochen wird. Bei Bedarf ist eine entsprechende Schaltungserweiterung erforderlich; sie ist für den angestrebten Zweck nicht nötig gewesen. Da das Flip-Flop durch L am Eingang rückgesetzt wird, während die R-Eingänge des mit *D 192* bestückten Zählers zum Rückstellen von Masse zu trennen sind, genügt für beide zusammen ein Umschalter gegen Masse, z. B. ein Mikrotaster. Auch der Ausgang des Flip-Flop wird (umschaltbar, also wahlweise statt der 1-Hz-Impulse) mit der Basis des Transistors für die Zähleransteuerung verbunden. Außerdem zeigt das Flip-Flop in allen Betriebszuständen durch eine Leuchtdiode das Arbeiten des Geräts an (periodisches Blinken mit je 2 s Hell- und Dunkelzeit).

Der interessierende Zeitbereich zwischen einigen zehn Sekunden und einer Stunde wird von 3 Dekadenzählschaltkreisen *D 192* erfaßt, die wahlweise direkt mit 1 Hz (x1) oder aus dem Flip-Flop mit seiner 0,5-Hz-Ansteuerung (also insgesamt x4) angesteuert werden. Der erste Schaltkreis läßt sich abschalten, was die weitere Bereichsumschaltung x1—x10 ergibt. Auf diese Weise konnten alle interessierenden Festzeiten auf einer Ebene eines 10stufigen Febanaschalters für Leiterplatten in 8 Schaltstufen untergebracht werden. Aus rationellen Gründen und zur Anpassung an den jeweils wichtigsten der möglichen Zeitbereiche sind

z. B. im Bereich 1 die Werte 54 s und 68 s eingestellt. Die Wertigkeiten 1 und 4 lassen sich im Mustergerät auf Grund einer freien Hälfte des betreffenden Umschalters durch Leuchtdiodenanzeige zusätzlich zur Schalterstellung selbst erkennen. Der Dekoder stellt einen sinnvollen Kompromiß zwischen Aufwand und Wirkung dar. Selbstverständlich ist es bei der vorgestellten Schaltung jederzeit möglich, einmal an jeden BCD-kodierten Zählerausgang einen 7-Segment-Dekoder *D 147* und eine *VQB 71* zur direkten Zeitanzeige anzuschließen. Das empfiehlt sich provisorisch auf jeden Fall bei Inbetriebnahme, um die einwandfreie Funktion besonders auch des Zählers selbst zu überprüfen. Die gewählte Dekodierung kommt für die 8 Stufen mit 21 Miniplastdioden *SAY 40* aus. Bild 3.6 zeigt das Prinzip des Dekoders. Nur wenn die angewählte Stufe hinter all ihren Dioden an den angeschlossenen BCD-Ausgängen der Zählerschaltkreise H-Pegel vorfindet, wird der Signalgeber über seinen Eingang E „entriegelt". Ein Nachteil dieser einfachen Ausführung liegt besonders im unteren Zeitbereich darin, daß diese H-Bedingung u. U. nur 2 Takte lang gegeben ist und daß dann die Kapsel wieder eine Weile schweigt. Man kann das an der Zählerschrittfolgetafel zum *D 192* leicht nachprüfen.

Im Modell nach [8] lag an dem eingesetzten Schaltkreis kontinuierlich ein Signalton, der einen Signalgeber nach Bild 3.7 ansteuerte. Die Bedeutung des Eingangs E zur Freigabe bei Erreichen der vorgewählten Zeit wurde bereits erläutert. Das ursprünglich vorgesehene Takten dieses Tongebers zwecks perio-

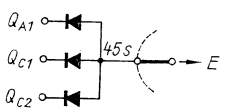


Bild 3.6
Dekoder für Festzeiten zum Anschluß an die beiden letzten Zählerschaltkreise (Prinzip mit Beispiel)

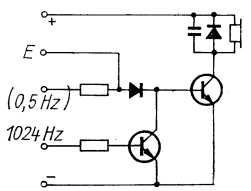


Bild 3.7
Intervalltongeber mit Steuereingang E vom Dekoder her

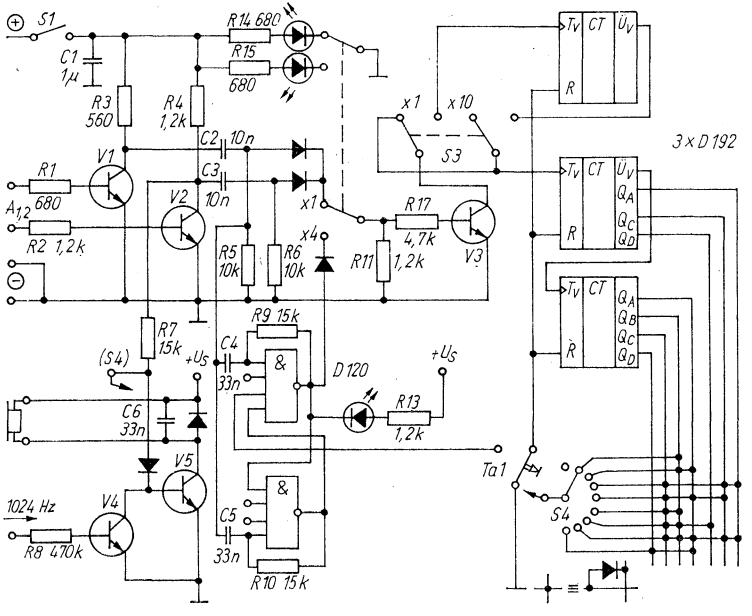


Bild 3.8 Gesamtstromlaufplan des Zeitgebers (Transistoren: *SS 216* D o. ä. Dioden: *SAY 30*, *SAY 40* o. ä., parallel zum Hörer *SAY 17*)

discher Unterbrechung des kontinuierlichen Tons erwies sich infolge der Ableitung dieses Taktes aus dem Uhrentakt in bestimmten Zeitbereichen als ungünstig (Auslöschen des Tons, wenn Dekoderfreigabe und Sperren durch den Takt zusammenfallen!). Beim *U 114 D* gibt es dieses Problem ebenfalls; denn seine Signalpausen (1 s Ton stehen ja 2 s Pause gegenüber!) können auch in einigen Zeitschritten gerade mit den Dekoderfreigaben zusammentreffen.

Es gibt mehrere Möglichkeiten, diesen Nachteil zu beheben. Sie haben außerdem den Vorteil, daß sie auch zusammen mit Schaltungen anwendbar sind, die den *U 124 D* enthalten. Sie laufen alle auf eine vom Takt getrennte Alarmtonerzeugung hinaus, für die ja schon ein 2-Gatter-Tongenerator genügt. Taktet man diesen dann noch mit 2 weiteren Gattern mit einer Unterbrecherfrequenz von 1 Hz, so funktioniert der Timer in jeder programmierten Zeitstufe einwandfrei.

Bild 3.8 zeigt die Beschaltung des beschriebenen Timers mit entsprechend den soeben vorgestellten Überlegungen neutral angedeutetem Tonteil. In Tabelle 3.1. sind die Zeitstufen dieser Schaltung zusammengefaßt.

Tabelle 3.1. Gewählte Zeitstufen und sich daraus ergebende Anwendungsbereiche

x1 in s		x4 in min		x10 in min		x40 in min	
20		1^{20}		3^{20}		13^{20}	
30		2		5		20	
45		3		7^{30}		30	
54	Toast	3^{36}		9		36	
60		4		10		40	
68		4^{32}	Eier	11^{20}	NP 15, 20	45^{20}	
75		5		12^{30}	Film	50	Kuchen
90		6		15	NP 27	60	

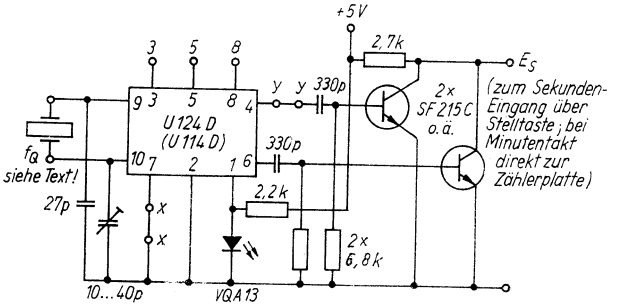
3.3. Digitalausgaben an Analoguhren

Mit der nun schon beinahe klassischen Kombination *D 192/D 147/VQB 71* oder auch über *D 192/MH 74141/Z 570 M* kann jeder Sekundentakt in eine digitale Zeitinformation verwandelt werden.

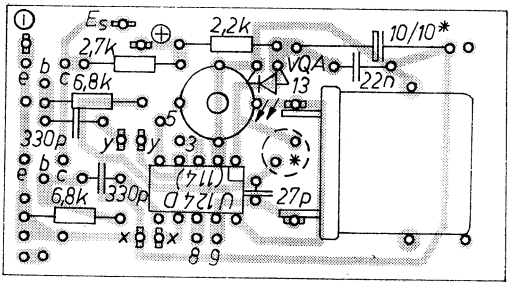
Es gibt mindestens 2 vernünftig erscheinende Einsatzfälle für digitale Zeitanzeigen in Verbindung mit einer Analoguhr:
1. Durch die 2stellige Anzeige der Stunden über ein Zifferndisplay wird die im 12-Stunden-Zyklus anzeigende Analoguhr auf die Ausgabe der „Echtzeit" im 24-Stunden-Rhythmus hin verbessert. (In „amerikanischer Notation" würde es allerdings sogar genügen, ein AM-PM-Signal auszugeben! Eine solche Stundenanzeige könnte außerdem nachts eine grobe [selbstleuchtende] Zeitinformation liefern.)
2. Bei Erweitern des Einsatzbereichs im Sinne von Abschnitt 3.2. ist entweder die Anzeige der schon verstrichenen Sekunden (Vorwärtszähler) oder der noch verfügbaren (Rückwärtszähler mit Vorwahl der in der Zeitstufe eingestellten Sekunden bzw. auch Minuten) sinnvoll.
Durch einen Wahlschalter ist es außerdem prinzipiell möglich, beide Anzeigemöglichkeiten über ein Display umschaltbar vorzusehen. Die Stundenzähler müßten dabei selbstverständlich unbeeinflußt weiterlaufen, d. h., man benötigt einen erheblichen Materialeinsatz. Er reduziert sich spürbar, wenn nur Punkt 1 oder nur Punkt 2 realisiert wird. Für Punkt 1 kann dann nämlich sofort mit einem stärker geteilten Takt gearbeitet werden (z. B. durch Minutentaktausgabe aus einem entsprechend angesteuerten *U 124 D*, vgl. später!). Bei Punkt 2 würde ein 2stelliger Zähler ohne Zählbereichsbegrenzung mit weniger Material auskommen und dafür sogar von 0 bis 99 s anzeigen können.

4. *U 124 D* bzw. *U 114 D* als Taktgeber für Digitaluhren

Infolge ihres zu vernachlässigenden Strombedarfs und des hohen Teilerverhältnisses liegt es nahe, *U 124 D* bzw. *U 114 D* als Taktgeber von Digitaluhren einzusetzen. Dieses Vorhaben scheitert jedoch zunächst an dem derzeit nicht gesicherten Angebot von 4,19-MHz-Quarzen im Handel. Konsultationen mit dem Quarzhersteller haben ergeben, daß Quarze bis etwa 150 kHz in Glas- und im Bereich um 200 kHz in Blechgehäusen (HC6U) günstig zu fertigen sind. Um 500 kHz dagegen bieten sich keine so vorteilhaften Voraussetzungen. Erinnert man sich nun des Schnellganganschlusses am *U 124/114 D*, so erscheint folgende Lösung für einen quarzgenauen Sekundentakt günstig: Bei einem Teilerfaktor von 2^{19} würde man einen Quarz von 524288 Hz benötigen, um an jedem Ausgang Sekundenimpulse zu erhalten. In dieser Frequenz lassen sich Quarze jedoch schlechter herstellen. Nimmt man dagegen die Verdopplerschaltung ähnlich der bereits beim Analoguhrtimer vorgestellten in Kauf (eine Pegelanhebung ist ja ohnehin nötig), so kann der Schaltkreis mit einem Quarz von 2^{18} Hz = 262144 Hz betrieben werden.
Wird andererseits das volle Teilerverhältnis ausgenutzt, so können an jedem der beiden Ausgänge einzeln sogar Minutenimpulse abgenommen werden, wenn man von einem Quarz der Frequenz $2^{23}/60$ ausgeht. Das sind 139810,13 Hz.
Beide Quarze sind 1980 im VEB Kombinat NARVA speziell für den Elektronikversand Wermsdorf gefertigt worden. Im Bauplan Nr. 44 des Militärverlags der DDR [10] befindet sich die für beide geeignete Einsatzschaltung mit *U 124 D* bzw. *U 114 D* als Herzstück (Bild 4.1a). Sie liefert für TTL-Zähler geeignete Impulse, je nach Quarz und Brückenbelegung im Sekunden- oder im Minutentakt. Für diese Schaltung entstand ein Leiterbild, das in [10] im größeren Zusammenhang einer speziellen Uhrenschaltung untergebracht war. Für den von dieser Vorgabe unabhängigen Einsatz erschien es zweckmäßig, dieses Leiterbild für sich allein wiederzugeben (Bild 4.1b, Bestückung nach Bild 4.1c). Es ist im Blatt 3 zum Bauplan 44 auch als ätzfeste *typofix*-Folie erhältlich (*typofix*-Blatt Nr. 3124, Format A5, 1.65 M).



*wahlweise stehender Elytkondensator



Quarz 262,144 kHz (Sekunden)
oder 139,810,133 kHz (Minuten)

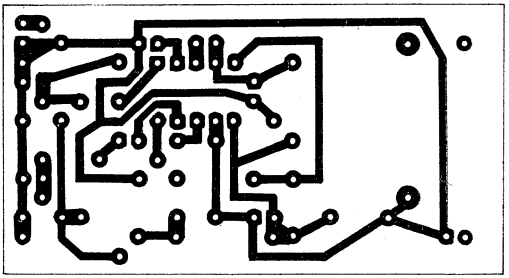


Bild 4.1 Quarzgenerator mit *U 124 D* (*114 D*) für den Einsatz mit erhältlichen Spezialquarzen für Sekunden- oder Minutentakt; a — Stromlaufplan (mit TTL-Anpaß- bzw. Frequenzverdopplerstufe), b — Leiterbild, c — Bestückung (330p in 33n, 6,8k in 0,68k für breitere Pulse)

Zu diesen Anwendungen des *U 124/114 D* ist jedoch auf eine wichtige Einschränkung hinzuweisen: Dieser Schaltkreis ist bekanntlich für das Zusammenwirken mit einem Quarz der Frequenz 4,19 MHz entwickelt worden. Besonders seine dynamischen Teilerstufen sind darauf optimiert. Auf Frequenzen wesentlich unter- oder oberhalb dieser Arbeitsfrequenz muß der Schaltkreis also auch nicht in gleicher Weise reagieren. Praktisch hat sich aber an einer größeren Anzahl getesteter Exemplare (Herstellungszeitraum bis 1980) gezeigt, daß man selbst mit einem 100-kHz-Quarz am Eingang überwiegend noch eine einwandfreie Teilung im vorgegebenen Gesamtverhältnis erzielt. An der unteren Grenze neigen allerdings manche Exemplare dazu, um den Faktor 2 weniger zu teilen, und sie werden bezüglich der unteren Betriebsspannungsgrenze kritischer (was in Schaltungen mit Netzteil, also in Digitaluhren bisher üblicher Art, kein großer Nachteil ist). Zusammenfassend läßt sich das Risiko für den Amateur als vertretbar ansehen, mit einem zufällig vorliegenden Einzelexemplar vielleicht nicht jede der in dieser Broschüre gebotenen Möglichkeiten realisieren zu können. (Viele von ihnen setzen einwandfreies Arbeiten in diesem niedrigen Frequenzbereich voraus.)

Eine Zeitbasis für eine Digitaluhr soll nun aber außer dem Zähltakt auch noch einen Schnelltakt für das Stellen und möglichst auch noch ein tonfrequentes Wecksignal zur Verfügung stellen können. Beides ist bei einem ohne Zwischenausgaben gewonnenen Minutentakt gar nicht und bei einem Sekundentakt allenfalls für das Stellen der Stunden möglich. Da es bei diesen beiden Funktionen jedoch nicht auf große Frequenzgenauigkeit ankommt, läßt sich bereits mit 3 Gattern eine für alle diese Zusatzfunktionen vernünftige Lösung finden. Bild 4.2 zeigt die im Bauplan 44 dafür gewählte Schaltung bei Einsatz eines *D 110*. Schnell- und Langsamstellen werden durch Umschalten des Taktgenerators von rund 100 auf etwa 1200 Hz erreicht. Die genauen Werte hängen von den realen Kapazitätswerten der beiden Kondensatoren ab. Der Schnelltakt wird (hier nicht dargestellt, siehe [10]) gleichzeitig für das Wecksignal benutzt. Bei Einsatz der Sekundentaktvariante im Quarzteil ist es dabei außerdem möglich, das Wecksignal mit 1 Hz zu takten. Eine im Bauplan noch nicht genannte, jedoch sehr interessante Variante für einen Stelltakt besteht noch darin, an die Quarzanschlüsse

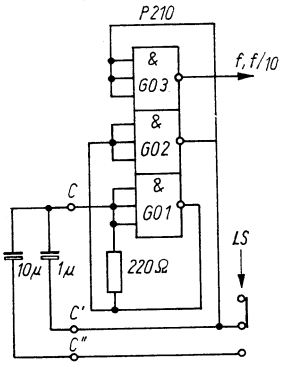


Bild 4.2
Umschaltbarer Stell- und Weckgenerator für Quarzuhren mit unmittelbarer Minutentakterzeugung

eine Induktivität im Bereich um 200 μH zu legen. Dann schwingt der Generator bei einigen Megahertz, und am Ausgang steht eine um den Faktor f_L/f_Q höhere Stellfrequenz zur Verfügung. Im Fall des Minutentakts empfiehlt es sich außerdem noch, den in dieser Variante offenen Testeingang an Masse zu legen, so daß noch um den Faktor 16 beschleunigt wird.

Abschließend zu dieser Anwendung sei noch auf die Art der Stromversorgung für den Schaltkreis aufmerksam gemacht.

Auf Grund des geringen Eigenstrombedarfs (Markentypen typisch 30 μA, maximal 50 μA bei 1,5 V) bietet sich eine Stabilisierung über Vorwiderstand und rote Leuchtdiode an. Da der zulässige Spannungsbereich relativ groß ist, muß nicht befürchtet werden, daß er in dieser Auslegung überschritten wird. Die Leuchtdiode erhält einen Strom von $(U_{TTL} - U_V)/R$, und U_V ist über die Diodenkennlinie eine Funktion dieses Stroms. Durch entsprechende Wahl von R zwischen etwa 3 kΩ und etwa 1 kΩ kann also die gewünschte Betriebsspannung eingestellt werden. (Man denke dabei an den Hinweis zum Teilerverhalten bzw. auch zur Schwingfähigkeit im unteren Frequenzbereich bei Spezialanwendungen!) Gegenüber dem durch die Diode V fließenden Strom (sie braucht dabei noch nicht erkennbar zu leuchten!) ist der Eigenstrombedarf des Schaltkreises zu vernachlässigen. Selbst bei statischer Ankopplung von Verstärkerstufen wie etwa im Fall von Bild 3.3, bleibt dieser Strom bei Wahl entsprechender Vorwiderstände im allgemeinen noch weit unter 1 mA, ebenfalls wieder von Spezialanwendungen abgesehen.

5. CMOS-Uhrenschaltkreise in speziellen Anwendungen

Die bisherigen Einsatzbeispiele des *U 124D* bzw. *U 114 D* bewegten sich meist noch im vom Haupteinsatzzweck bestimmten Rahmen. Sie gingen entweder von der vorgesehenen Quarzfrequenz aus oder nutzten doch mindestens den Schaltkreis noch innerhalb von Zeitmeßeinrichtungen als Taktgeber mit Quarzstabilität.

Im folgenden soll dieser interessante Typ jedoch unabhängig von seiner ursprünglichen Zielfunktion betrachtet werden. Dafür sprechen wenigstens 3 Gründe:

- er war zum Zeitpunkt der Manuskripterarbeitung mindestens in Form des *U 124 D* erhältlich,
- die in ihm enthaltenen unterschiedlichen Schaltungsgruppen,
- die CMOS-Technologie mit ihrem extrem kleinen Energiebedarf sowie (im Falle dieses Uhrenschaltkreises) die äußerst niedrige Mindestbetriebsspannung.

Der *U 124 D* bietet

- einen ein- und ausgangsseitig zugänglichen CMOS-Inverter, dessen universeller Einsatz lediglich durch den integrierten Koppelwiderstand zwischen Ein- und Ausgang etwas eingeschränkt wird. Man muß diesen Umstand bei einigen Schaltungen berücksichtigen;
- einen 23stufigen Binärteiler, der sich bei vielen Exemplaren im großen Frequenzbereich zwischen fast 10 MHz und mindestens 100 kHz benutzen läßt;
- eine Eingriffsmöglichkeit zum Umschalten des Teilerfaktors um 16:1;
- einen Start-Stop-Eingang im Sinne eines auf die letzten Teilerstufen wirkenden Reset;
- 2 zueinander inverse Ausgangsleistungsstufen mit niedrigen Kanalwiderständen.

Der *U 114 D* enthält zusätzlich

- eine Wecklogik mit verschiedenen Eingriffsmöglichkeiten und mit Ausgabe eines periodisch unterbrochenen und wiederholbaren Tonsignals, für das lediglich ein externer Transistor gebraucht wird.

5.1. Untersuchungen an Schaltkreisen der Typen *U 124 D* und *U 114 D*

Zum Bestimmen der Bedingungen für mögliche Anwendungen über die Uhrenfunktion hinaus wurden an Exemplaren der Typen *U 114 D* und *U 124 D* eine Reihe von Messungen und Tests vorgenommen. Daraus haben sich Anwendungsbeispiele ergeben, die im folgenden vorgestellt werden. Darüber hinaus werden Empfehlungen für weitergehende Nutzung gegeben.
An dieser Stelle erscheint es angebracht, nochmals festzustellen:
1. Alle Einsatzbeispiele außerhalb des nach *TGL 35204* vorgegebenen Anwendungsbereichs gehen zu Risiko des Anwenders. Der Hersteller kann – da der Schaltkreis daraufhin nicht serienmäßig getestet wurde – keine Funktionsgarantie für solche Schaltungen übernehmen. „Risiko" bedeutet aber nicht, daß mit Ausfällen im Sinne der Zerstörung zu rechnen ist. Vielmehr wird eben (verständlicherweise) z. B. nicht garantiert, daß jedes Schaltkreisexemplar etwa bei 100 kHz noch richtig arbeitet.
2. Manche der vorgestellten Beispiele sind gegenwärtig deshalb interessant, weil dies der erste erhältliche CMOS-Schaltkreis aus DDR-Produktion ist. Sobald übliche Logikschaltkreise in dieser Technologie (Reihe *U 4000*!) auch dem Amateur hinreichend zur Verfügung stehen, wird der *U 124 D* (*114 D*) nur noch dort von Vorteil sein, wo seine speziellen Funktionen genutzt werden oder wo es auf extrem niedrige Betriebsspannungen ankommt. (Man bedenke, daß CMOS-Logikschaltkreise üblicherweise zwischen 5 V und 15 V Betriebsspannung erhalten und daß sie sich im allgemeinen unterhalb von 3 V nicht mehr einsetzen lassen.)
3. Der *U 114 D* dürfte z. Z. kaum einzeln im Handel erhältlich sein. Aussagen und Beispiele zur Weckfunktion haben daher nur Informationswert!

5.1.1. Der Inverter des *U 124 D* (*114 D*)

Zwischen den Anschlüssen 10 (Eingang) und 9 (Ausgang) befindet sich der für den Quarzoszillator vorgesehene Inverter des *U 124 D* (*114 D*) mit einer Wechselspannungsverstärkung von etwa 20 dB. Zur besseren Orientierung gibt Bild 5.1 die Detailschaltung eines solchen Inverters wieder. Der integrierte Rück

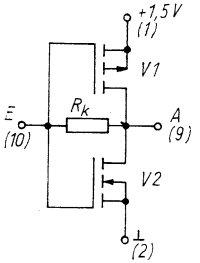


Bild 5.1
Oszillatorinverter in *U 124 D* (*114 D*) mit integriertem Koppelwiderstand

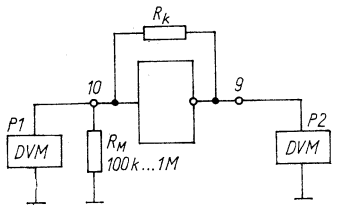


Bild 5.2
Meßschaltung für den Koppelwiderstand

kopplungswiderstand ist bereits mit eingezeichnet. In einer Meßschaltung nach Bild 5.2 wurde der ungefähre Wert dieses Widerstands zu 4 bis 5 MΩ ermittelt. *P2* zeigt dabei die Batteriespannung U_B an, solange über R_M (mit *P1* gemessen) die Eingangsspannung genügend weit unterhalb des Schwellwerts von *V2* (in Bild 5.1) bleibt. Der Umschaltbereich eines solchen Inverters liegt bei ungefähr $U_B/2$. Um diesen Bereich genauer zu ermitteln, mußte als nächstes die Übergangskennlinie des unbelasteten Inverters (selbstverständlich einschließlich R_K) aufgenommen werden. Das ist in einer Meßschaltung nach Bild 5.3a geschehen. Der Rückkoppelungswiderstand R_K wirkt sich auf Grund des ihm gegenüber relativ niederohmigen Teilers erst in der Nähe des Umschaltpunktes aus. Bei größeren Eingangsteilerwiderständen ist auch ein stärkerer Einfluß von R_K auf das Übergangsverhalten zu erwarten. Bild 5.3b zeigt die noch gewissen Exemplarstreuungen unterworfene Inverterkennlinie $U9 = f(U\ 10)$. Damit steht also ein überaus interessantes Bauelement zur Verfügung, das man bei kleiner Betriebsspannung, kleinstem Eigenleistungsbedarf und geringster Eingangssteuerleistung vielfältig einsetzen kann. (Ein geringer Eingangsleistungsbedarf resultiert aus R_K.) Ent-

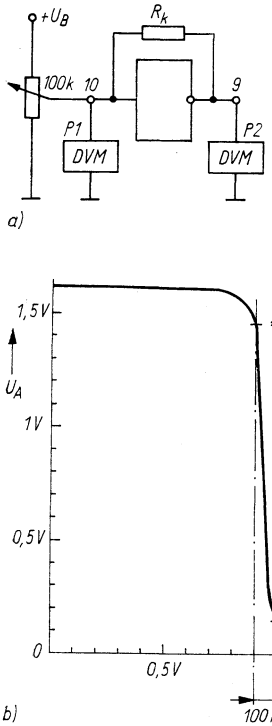


Bild 5.3
Kennlinie des Oszillatorinverters:
a — Meßschaltung,
b — ermittelte Kennlinie

scheidend für die Gesamtstromaufnahme des *U 124 D* (*114 D*) ist im übrigen der Eingangszustand des Inverters. Bleibt Anschluß 10 offen (bzw. wird im Schwingbetrieb gearbeitet), so erreicht die Stromaufnahme durchaus 50 μA. Legt man 10 dagegen an Plus, so sinkt der Strombedarf auf etwa 8 μA. Bei an Masse geschaltetem Eingang (vom Hersteller nicht zugelassen) hat sich schließlich die noch geringere Stromaufnahme von nur 4 μA ergeben. Diese Werte unterliegen Exemplarstreuungen.

Bei den bisherigen Messungen unberücksichtigt blieb die Eingangsschutzbeschaltung des Inverters. Ihre genaue Auslegung war leider nicht bekannt.

Bild 5.4 zeigt eine Methode, mit der das Verhalten des Eingangs bei strombegrenzter Falschpolung (bzw. bei Anlegen einer über

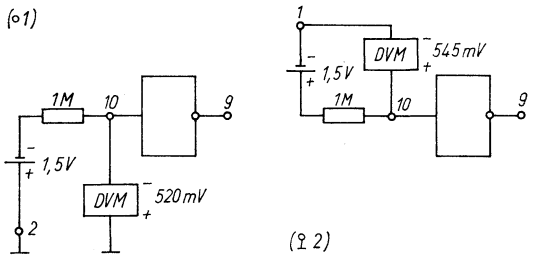


Bild 5.4 Schutzbeschaltungstest

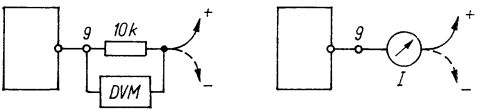


Bild 5.5 Kanalwiderstands- und Kurzschlußtest

der Batteriespannung liegenden Spannung) getestet werden kann, und gibt die Meßergebnisse wieder.
In einem Kurzschlußtest gemäß Bild 5.5 ist die Größenordnung der Kanalwiderstände von $V1$ und $V2$ ermittelt worden. Sie liegen zwischen etwa 5 kΩ und 8 kΩ. Wenn nicht aus anderen Gründen, z. B. Schwingungserzeugung und eventuell noch zur gleichzeitigen weiteren internen Frequenzteilung, ein bestimmter Mindestpegel am Inverterausgang erhalten bleiben soll, kann also auch ein Verstärkertransistor unmittelbar an den Inverterausgang angeschlossen werden. Bild 5.6 zeigt einige Möglichkeiten für die Ankopplung von Transistoren an den Inverter zum Erhöhen des Ausgangsstroms. Die für die genannten Fälle eventuell nötigen Basis-Vorwiderstände wurden nicht dargestellt. Beim Anschalten von pnp-Transistoren muß dabei beachtet werden, daß die über die Basis-Emitter-Strecke an den Ausgang gelangende Spannung nicht den Wert der Batteriespannung übersteigt.

5.1.2. Die Ausgangsstufen des *U 124 D* (*114 D*)

Leider sind die „Kleinleistungsstufen" am Schaltkreisausgang eingangsseitig nicht direkt zugänglich. Man erreicht sie nur über

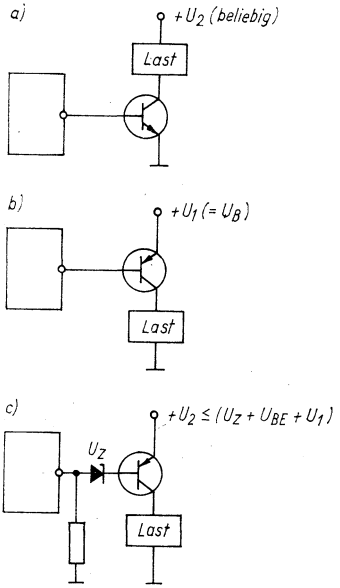


Bild 5.6
Möglichkeiten zur Erhöhung der schaltbaren Ausgangsleistung

den Teiler und damit vom Eingang des ersten Inverters her. Lediglich das „Einfrieren" des gerade eingenommenen Zustands ist über den Reset-Eingang möglich. Allerdings kann das u. a. für eine Schaltersteuerung mit schaltbarer Verzögerungszeit ausgenutzt werden: bei Standardquarz 1 s und dabei im „Schnellgang" 1/16 s, bei niedrigeren Frequenzen entsprechend mehr. Die Kanalwiderstände der Ausgangsstufen sind um Größenordnungen niedriger als die des Eingangsinverters (unter 100 Ω). Normalerweise werden dem Schrittmotor von 300 Ω Nennwiderstand in der Standardbeschaltung auf Grund des Kondensators nur schmale Schaltimpulse zugeführt, man darf ihn jedoch überbrücken, also eine 300-Ω-Last direkt anschließen. Entsprechend hält sich die Belastung der Ausgangsstufen in mit Sicherheit zulässigen Grenzen. Bild 5.7 zeigt die prinzipielle Gestaltung der beiden Ausgangsstufen in Analoguhren-Schaltkreisen dieser Art.

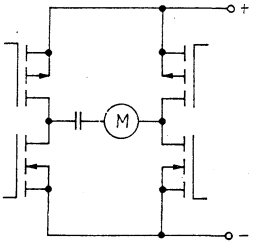


Bild 5.7
Ausgangsstufen von Schaltkreisen für Analoguhren

5.1.3. Steuereingänge

Die Steuereingänge für Start/Stop, Testlogik und (beim *U 114 D*) Wecklogik führen im umbeschalteten Zustand praktisch Batteriespannung. Sie enthalten also offensichtlich sogenannte pull-up-Widerstände, die für H-Pegel sorgen. In einer einfachen Meßschaltung ähnlich der Eingangsseite von Bild 5.2 ist ihr Wert zu etwa 300 kΩ ermittelt worden. Da auch diese Eingänge – vergleichbar dem des Eingangsinverters – Eingangspegel unterhalb etwa halber Betriebsspannung als L werten, muß ein ohmsches Steuerelement an ihnen (etwa ein Fotowiderstand) für H einen Widerstandswert von über und für L von unter 300 kΩ anbieten. Diese Tatsache wird innerhalb der noch folgenden Beispiele für bestimmte Anwendungen ausgenutzt.

5.1.4. Schwing- und Teilerverhalten

Ein Schwingquarz ist bekanntlich als Schwingkreis mit extrem hoher Güte zu betrachten. Schwingschaltungen mit Quarzen sollen dem Rechnung tragen, also letztlich auch den Quarz möglichst wenig belasten. Manche TTL-Schwingschaltungen waren in dieser Hinsicht sehr ungünstig. Das veränderte die Quarzdaten und führte damit zu einer ungenauen Zeitbasis.
Ein CMOS-Inverter ist für solche Schaltungsaufgaben auf Grund der äußerst geringen nötigen Energien zum Erregen und Erhalten einer Schwingung viel besser geeignet.
Die für CMOS-Inverter übliche Schwingschaltung erinnert an die aperiodische Parallelresonanzschaltung aus der Röhrentechnik

(Bild 5.8). Die beiden Kondensatoren haben gleiche Werte; im interessantesten Frequenzbereich liegen sie bei etwa 30 pF. Eine geringfügige Korrektur in Richtung Sollfrequenz läßt sich durch Verändern des vom Eingang nach Masse liegenden Kondensators erreichen: Größerer Wert ergibt kleinere Frequenz. In dieser Schaltung nach Bild 5.9 wurde eine größere Zahl von Exemplaren des *U 124 D* und auch des *U 114 D* mit Quarzen im Bereich von 100 kHz bis 10 MHz auf Schwingfähigkeit und einwandfreien Teilerbetrieb untersucht. Rund 50 % der Schaltkreisexemplare arbeiteten im vollen Bereich, fast 90 % ab 200 kHz. Im unteren Grenzbereich wurden dabei jene Exemplare nicht gezählt, bei denen sich das Teilerverhältnis um den Faktor 2 verringerte – wahrscheinlich auf Grund einer der dynamischen Teilerstufen. Dieser Effekt ließ sich teilweise durch Erhöhen der Betriebsspannung bis in die Nähe des zulässigen oberen Grenzwerts beheben.

Diese Untersuchungen haben zu dem Schluß geführt, daß der *U 124 D* (*114 D*) in diesem relativ großen Frequenzbereich auch für andere Resonanzschaltungen geeignet sein müßte. So kann man u. a. Takte gewinnen, die zwar nicht quarzgenau, durch *LC*-Schaltungen als Ausgangspunkt jedoch noch immer für viele Zwecke genügend frequenzstabil sind. Im Unterschied zur Quarzschaltung gehen dabei die beiden Rückkoppelkapazitäten entsprechend der *Thomsonschen* Schwingungsgleichung in die Resonanzfrequenz ein. Die resultierende Kapazität ist die Serien-

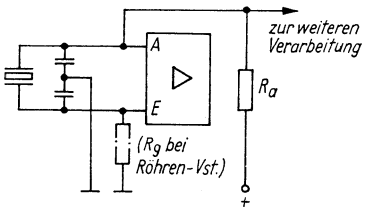


Bild 5.8
„Klassische" aperiodische Parallelresonanzschaltung aus der Röhrentechnik

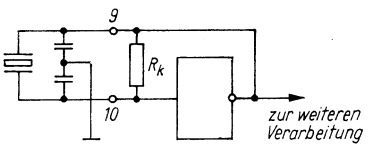


Bild 5.9
Schwingschaltung für *U 124 D* (*114 D*)

schaltung beider. Direkt zur Induktivität ist eine weitere Kapazität zulässig, so daß bei Frequenzveränderungen nicht u. U. 2 Kondensatoren umgeschaltet werden müssen. Eine Übersicht der im Bereich zwischen 100 kHz und 10 MHz verwendbaren Richtwerte für Induktivitäten und Kapazitäten gibt Tabelle 5.1. Für orientierende Versuche kommt man praktisch mit 2 bis 3 Induktivitäten aus: einer 1lagigen „Mittelwellen"-Wicklung auf einem kurzen Ferritstab (z. B. ⌀ 8 × 60), einer 2- bis 3lagigen „Langwellen"-Wicklung auf demselben Stab und einem Schalenkern mit z. B. 500 Windungen bei einem A_L-Wert von $250 \cdot 10^{-9}$ nH. Die Kapazitäten bewegen sich dabei im Bereich von 0 pF (also nur Schaltkapazitäten) bis etwa je 10 nF.
Eingangsseitig kontrolliert man das Schwingverhalten am besten auf einem Oszillografen mit 10-MΩ-Tastkopf. Der Spitze-Spitze-Wert der Schwingung liegt – bis auf die Grenzgebiete – stets nahezu beim Wert der Betriebsspannung. Auf etwa 70% dieses Wertes geht sie zurück, wenn man den Inverterausgang mit etwa 22 kΩ belastet. Das heißt, daß sich die Schwingung am Inverter für weitere „Verarbeitung" noch mit einer solchen Belastung auskoppeln läßt, ohne daß davon der Teilerbetrieb im Schaltkreis nachteilig beeinflußt würde.

Tabelle 5.1. Richtwerte für *L* und *C* in den vom *U 124 D* (*114 D*) nutzbaren Frequenzbereichen

f	*L*	C_{inv}	C_p	Spulenrealisierung
100 kHz	40 ...60 mH	je 150...330 pF	00**...330 pF	500 Wdg. 0,18 CuL, A_L 160... 250
	2 mH	je 0*...330 pF		250 Wdg. 0,18 CuL, 3lagig, Maniferstab ⌀ 8 × 60, **verschiebbar**
1 MHz				
	300 µH	je 0*... 82 pF	0**...330 pF	75 Wdg. 1lagig, Litze 20 × 0,05 Maniferstab ⌀ 8 × 60, **verschiebbar**
10 MHz				

* real Schaltkapazitäten!
** real Spulenkapazitäten!

Am Ausgang des Schaltkreises haben sich 2 *VQA 15* (oder auch *VQA 13*) als brauchbare Indikatoren erwiesen. In der Schaltung nach Bild 5.10a zeigen sie bei Betriebsspannungen ab 1,5 V bereits recht gut den statischen Schaltzustand jeder der beiden Endstufen an. Eventuell sucht man aus mehreren Exemplaren die mit der niedrigsten Schwellspannung aus. Der Vorwiderstand ist nur bei sehr niedrigen Schwellspannungswerten von Bedeutung. Eine rein dynamische Anzeige ergibt die Auslegung des Indikators nach Bild 5.10b. Hier kommt man meist ohne Begrenzungswiderstände aus. Die Ankopplung über den Kondensator liegt der Standardbeschaltung nahe. Die dynamische Ausgabe hat besonders bei niedriger Frequenz den Vorteil, daß Energie gespart wird (bei Batteriebetrieb von Bedeutung); sie ist ungünstig, wenn die augenblickliche Phasenlage interessiert. An dieser Stelle erscheint noch folgender Hinweis angebracht: Bei unbeschaltetem Inverter (oder auch mit einem kleinen *C* von 10 nach Masse) wechseln infolge von Antenneneffekten die Ausgänge im Frequenzbereich von einigen Hertz ihr Potential. Man kann diesen Effekt ggf. sogar nutzen, etwa als Warnblinker ohne externe Bauelemente (außer der Leuchtdiode)! Mehr dazu in Abschnitt 5.2.2.

Der *U 124 D* (*114 D*) ist ein recht dankbares Versuchsobjekt, was ja auch die vorliegende Broschüre beweist. Insofern hat eine Versuchsplatte ihren Sinn, auf der solche Versuche angestellt werden können. Über Lötösen auf dieser Streifenleiterplatte sind Blindschaltelemente leicht auszutauschen. Ein Schalenkern kann ständig montiert sein. Wenigstens 2 *Simeto*-Schalter sollten angebracht werden. Durch Beschneiden jeweils der gegenüber-

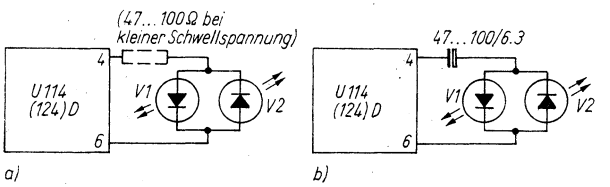


Bild 5.10 Leuchtdiodenanzeigen am Schaltkreisausgang: a — statisch (eine leuchtet immer), b — dynamisch (kurzes Aufblitzen bei jedem Umschalten)

stehenden Fahnenhälften einer Schalterhälfte lassen sie sich direkt in das Plattenraster einpassen. Damit werden die Funktionen Start („Run")/Stop („Reset") und Schnell/Langsam („Test") angewählt. Ein 3. Schalter könnte die beiden Indikatoren oder auch die Stromversorgung abschalten. Aus Sicherheitsgründen empiehlt es sich, dabei den Eingangsanschluß ebenfalls zu öffnen, damit bei abgeschalteter Betriebsspannung keine Fremdspannung an den Schaltkreis gelangen kann. Schließlich erhält die Versuchsplatte eine möglichst leichtgängige, aber zuverlässig kontaktierende IS-Fassung. Exemplare mit den üblichen 14 oder 16 Anschlüssen werden so abgedeckt, daß nur die 10 beschalteten Punkte zugänglich bleiben. Kennzeichnen des Anschlusses 1 nicht vergessen!
Bild 5.11 gibt eine Empfehlung für den Anschluß von einfachen Frequenz- und Periodendauermessern, die eingangsseitig TTL-Pegel benötigen. Durch die Art der Ankopplung an die Ausgänge ergibt sich die erforderliche Amplitude. Über Periodendauermessungen läßt sich ausgangsseitig das Teilungsverhältnis bzw. (wenn dieses bekannt ist) die Eingangsfrequenz genau ermitteln. Diese Möglichkeit ist gleichzeitig Ausgangspunkt für bestimmte Anwendungen des *U 124 D* (*114 D*) in Verbindung mit durchstimmbaren HF-Schaltungen im Kurz- und Mittelwellenbereich.

5.1.5. Verstärkerbetrieb

Der zerstörungsfreie Einsatz des Eingangsinverters als Verstärker (und Begrenzer) setzt voraus, daß der Eingang einschließlich seiner Schutzbeschaltung weder durch zu hohe Spannung mit kleinem Generatorwiderstand noch durch falsches Polen des Gleichspannungsanteils überlastet werden kann.
Bereits in Abschnitt 5.1.1. wurde ein Wert für die Wechselspannungsverstärkung des Eingangsinverters genannt. Statt eine rückgekoppelte Spannung zur Schwingungserzeugung zu ver-

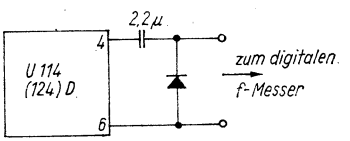


Bild 5.11
Ankoppeln eines digitalen Frequenzmessers mit TTL-Pegel-Eingang

stärken, kann also dem Eingang auch eine Fremdspannung im selben Frequenzbereich zugeführt werden, deren Frequenz dann um den Faktor 2^{23} oder 2^{19} geteilt an den Ausgängen erscheint. Interessant wird der Inverter jedoch auch auf diesem Gebiet schon für sich allein, u. a. bei der Impulsformung auch niedrigerer Frequenzen. Mit einer entsprechend gewählten zusätzlichen Eingangsbeschaltung (Begrenzung einer höheren Eingangsamplitude) erhält man z. B. aus einer 50-Hz-Schwingung von der Sekundärseite eines Transformators brauchbare Rechteckschwingungen am Anschluß 9 mit dem üblichen U_{ss}-Wert von etwa U_B. Schließlich hat sich der Inverter sogar als brauchbares Funktionselement eines Kleinempfängers mit minimalem Gesamtaufwand und niedriger Betriebsspannung bei extrem kleinem Energiebedarf erwiesen. Vgl. dazu Abschnitt 5.3!

5.1.6. Einsatz in Logikschaltungen

Als übersteuerter Gleichspannungsverstärker ist im Grunde auch jeder Inverter in einer Logikschaltung anzusehen. Die Möglichkeiten eines Logikelements mit nur einem Eingang sind aber begrenzt, und der integrierte Rückkopplungswiderstand kann bisweilen stören. Eingangsseitig könnte man mit Dioden erweitern, so daß sowohl UND- als auch ODER-Eingänge entstehen. Damit läßt sich der Inverter wahlweise als NAND oder NOR verwenden (Bild 5.12).
Da die wirksamen Schwellspannungen von Silizium-Planar-Dioden bei den kleinen auftretenden Strömen nur um etwa 0,5 V liegen, erreicht man für ein solches Gatter selbst bei einer Betriebsspannung von 1,5 V noch brauchbare Bedingungen für H und L, zumal ja der Ausgang des Gatters „CMOS-gerecht" bei

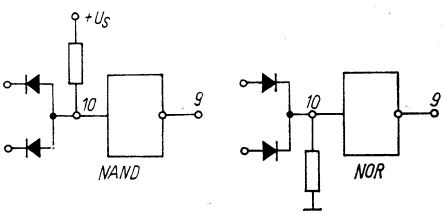


Bild 5.12
Erprobte Eingangserweiterungen für den Oszillatorinverter:
a — zum NAND,
b — zum NOR

kleiner Belastung L nahezu als 0 V und H nahezu als U_B realisiert. Selbstverständlich kann man bei einem solchen Logiksystem nicht die Störabstände üblicher Logikfamilien voraussetzen. Dafür bieten aus solchen Elementen realisierte Verknüpfungen eben bisweilen doch für spezielle Aufgaben eine angemessene Lösung – hauptsächlich bezüglich Betriebsspannung und Energiebedarf.

5.2. Vorwiegend digitale Einsatzbeispiele für *U 124 D* (*114 D*) ohne Weckfunktion

Im folgenden werden eine Reihe teils praktisch ausgeführter, teils zu eigenen Untersuchungen anregender Schaltungshinweise für CMOS-Uhrenschaltkreise außerhalb ihres Haupteinsatzbereichs gegeben.

5.2.1. Mögliche Frequenzen und Schaltzeiten

Stellt man die durch den ermittelten Eingangsfrequenzbereich und die vom Umschalten des Teilerfaktors her gegebenen Möglichkeiten zusammen, so ergibt sich folgendes Bild (vgl. Tabelle 5.2.):
Eingangsfrequenzen zwischen etwa 100 (200) kHz und 10 MHz werden auf $f_e/2^{23}$ oder auf $f_e/2^{19}$ geteilt, bezogen auf einen Aus-

Tabelle 5.2. Übersicht über mögliche Frequenzen und Schaltzeiten beim *U 124 D* (*114 D*)

fein	2^{23}:1		2^{22}:1 (Verdopplung)		Verdopplung und Schnellgang (2^3)		Bereich
	f	T*	*f*	T*	*f*	T*	
10 MHz	1,2 Hz	0,83 s	2,4 Hz	0,42 s	38 Hz	26 ms	Taktgeber \ Blinker
5 MHz	0,6 Hz	1,66 s	1,2 Hz	0,83 s	19,2 Hz	52 ms	
1 MHz	0,12 Hz	8,3 s	0,23 Hz	4,15 s	3,84 Hz	0,26 s	
0,5 MHz	0,06 Hz	16,6 s	0,12 Hz	8,3 s	1,92 Hz	0,52 s	
0,1 MHz	0,01 Hz	83 s	0,02 Hz	41,5 s	0,38 Hz	2,6 s	Timer

* ganze Periode; für Timer nutzbar T/2!

gang. Dabei entstehen Rechteckimpulse. Ein „Verdoppeln" der Ausgangsfrequenz ist durch 2 Transistoren mit Differenziergliedern an den Ausgängen möglich. Dabei entstehen schmale, von TTL-Schaltungen aber noch zu verarbeitende Impulse. Die Teilung beträgt dann $f_e/2^{22}$ bzw. $f_e/2^{18}$. Als höchste (!) Rechteckimpuls-Ausgangsfrequenz sind also 10 MHz/2^{19} = 19,07 Hz zu erwarten; nach Verdoppeln erreicht man also 38,14 Hz in Nadelform. Mit Monoflop am Ausgang lassen sich daraus bei Bedarf wieder (zumindest für den Oszillografen besser darstellbare) breitere Impulse gewinnen. Man kann den Bereich der Eingangsfrequenzen zwischen 10 MHz und etwa 500 kHz damit als u. a. für Taktgeber geeignet betrachten. Er schließt zwischen etwa 5 MHz und 500 kHz den Bereich ein, in dem Blinker mit beliebig HF-seitig leicht veränderbarer Blinkfrequenz im Hertzbereich realisiert werden können: 9,5 Hz als höchster (auf 0,6 Hz umschaltbarer Frequenz bei 5 MHz, bei Umladen eines Ausgangskondensators über 2 antiparallel liegende Leuchtdioden (also „optische Frequenzverdopplung") auch 1,2 Hz; etwa 0,06 Hz, 0,12 Hz und 0,95 Hz bei 500 kHz.
Wertet man im unteren Frequenzbereich die Zeiten für je eine halbe Ausgangsperiode als Basis für Timerschaltungen, so ist vor allem der Bereich zwischen 500 kHz und 100 kHz für solche Anwendungen als brauchbar anzusehen. Das heißt dann z. B. bei 500 kHz, auf einen der beiden Ausgänge bezogen: Eine halbe Periode von 500 kHz, also $0{,}5/0{,}5 \cdot 10^6$ oder 1 μs, wird auf den 2^{23}-fachen Wert verlängert, also auf 2^{23} μs oder rund 8,39 s. Sie kann durch Umschalten am Testeingang (H → L) auf etwa 0,52 s verkürzt werden. An der unteren Grenze des exakten Teilerbereichs, für viele Exemplare von *U 124 D* (*114 D*) also noch bei 100 kHz, ergibt sich entsprechend eine längste aktive Zeit für einen Ausgang von etwa 42 s, die wieder auf 1/16 zu etwa 2,6 s verkürzt werden kann.

5.2.2. Blinkgeber

Bereits bei der Versuchsschaltungsplatte in Abschnitt 5.1.4. wurde auf ein Phänomen des *U 124 D* (*114 D*) hingewiesen: Mit unbeschalteten Inverteranschlüssen liefert der Schaltkreis einer an einen Teilerausgang angeschlossenen Leuchtdiode (oder einem

antiparallel zwischen beide Ausgänge geschalteten Paar) Stromimpulse, die besonders im Dunkeln als Blinksignale schon bei wenigen Milliampere Ausgangsstrom gut erkennbar sind. Somit bietet ein solcher Schaltkreis zusammen mit einer Leuchtdiode und einem Primär- oder Sekundärelement einen Langzeitblinker, der in seinem minimalen Aufwand eigentlich nur noch durch spezielle selbstblinkende Leuchtdioden übertroffen wird. Während völlig unbeschaltete Inverteranschlüsse (besonders auf der „weitläufigen" Brettschaltung) auf jeden Fall in der Nähe von Geräten mit Netzanschluß zum Blinken ausreichen, wird in größerer Entfernung eine kleine „Stabantenne" sinnvoll. Etwa 20 cm steifer Schaltdraht genügen meist. Nähert man sich dieser Antenne, so wird das Blinken davon beeinflußt – entweder es wird überhaupt erst ausgelöst, oder die Frequenz wird größer. Sie hält diesen höheren Wert dann jedoch, weil im allgemeinen einfach der Mittelwellenortssender im Spiel ist. Im Schnellgang sind bei 1 MHz dadurch etwa 2 Hz zu erwarten. Umschalten auf Normalteilung ergibt unter diesen Bedingungen auch tatsächlich etwa 8 s Periodendauer. Unabhängig von solchen Feldern wird der „Minimalblinker" mit einem kleinen Keramikkondensator zwischen 10 und Masse. Sein Wert ist relativ unkritisch: Bei Versuchen lieferten sowohl 82 pF wie auch 15 nF im „Schnellgang" etwa 0,26 s Blinkperiode. Selbst ein Schirmgehäuse könnte diese offenbar durch interne Effekte entstehende Schwingung nicht unterdrücken.

Bezüglich der nötigen Betriebsspannung und damit der Auswahl einer zweckmäßigen Spannungsquelle ist sowohl die Mindestbetriebsspannung des Schaltkreises als auch die der Leuchtdiode zu berücksichtigen. Während bei kontinuierlich während des Betriebs abnehmender Versorgungsspannung die „Standard"-Funktion noch bis 1,2 V sichergestellt ist, versagen auch rote Leuchtdioden fast immer unterhalb von etwa 1,45 V. Als Dioden kleinsten Spannungsbedarfs haben sich Miniaturdioden *VQA 15* erwiesen. Ihr konzentrierter Leuchtpunkt ist selbst bei Strömen unterhalb von 1 mA noch gut erkennbar. Auch mit ungefärbten *VQA 13*-Exemplaren sind teilweise diese guten Ergebnisse erreicht worden. Allerdings sind sie auf Grund der größeren Leuchtfläche (bei gleicher Gesamtenergie kleinere Intensität, bezogen auf die Flächeneinheit) erst in der Dämmerung ausreichend gut zu erkennen.

Man kann also mit einem Primärelement auf Zinkbasis durchaus einen solchen Blinker über längere Zeit betreiben. An R6-Elementen läßt sich z. B. eine Anfangsspannung von nahezu 1,6 V messen. Sie ist vergleichbar mit der von Knopfzellen, wie sie u. a. in LCD-Rechnern eingesetzt werden. Bei extremen Forderungen an die Größe eines Blinkers gelingt es mit einer solchen Zelle durchaus, ein Gerätevolumen von wenig mehr als 1 cm^3 zu erreichen. Die Knopfzelle wird nur für die Dauer des Betriebs eingesetzt. Je nach Typ und Leuchtdiodendaten erreicht man 50 bis 100 Betriebsstunden.

Wer eine größere Spannungsreserve bei etwa 5facher Betriebszeit (gleiche Stromeinstellung vorausgesetzt) wünscht, weil dann auch Leuchtdioden höherer Schwellspannung verwendbar sind, dem sei ein *RZP 2*-Kleinakkumulator (2 V, 0,5 Ah) empfohlen. Mit dieser Spannung lassen sich sogar ausgesuchte *VQA 23* (grün) betreiben. Allerdings muß dann zwischen Spannungsquelle und Schaltkreis dessen Betriebsspannung durch eine Planardiode (z. B. *SYA 17* o. ä.) reduziert werden. So erhält der Schaltkreis wieder die übliche Spannung von 1,5 V. Dabei sind Einschränkungen für die Beschaltung der Ausgänge zu beachten: Während H am Ausgang für die Leuchtdiode unter diesen Bedingungen wieder nur 1,5 V bedeuten, kann bei L für eine zwischen Ausgang und Batterie gelegte Leuchtdiode mit 2 V gerechnet werden. Sie darf also eine (ausgesuchte) andersfarbige sein. Für die vom „H-aktiven" Schaltkreisausgang betriebene kommt dagegen nur eine rote in Frage. Bild 5.13 gibt die sich aus diesen Betrachtungen ergebenden Schaltungsvarianten des Blinkers mit minimalem Bauelementeaufwand wieder.

Der „statische" Ausgangsbetrieb bedeutet einen in vielen Anwendungen nicht erwünschten Energiebedarf. Es gibt mehrere Möglichkeiten, ihn zu verringern. Zunächst sei an Bild 5.10b erinnert: Die Dioden leuchten nur jeweils für die kurze Zeit auf, bis der Koppelkondensator umgeladen ist. Man spart demgegenüber keine Energie ein, wenn eine der beiden Leuchtdioden durch eine übliche Planardiode ersetzt wird. Allerdings besteht ein merklicher Preisunterschied zwischen einer Leuchtdiode und einer „Basteldiode", die oft billiger als ein Widerstand ist! Mit der Größe des Koppelkondensators läßt sich die Belastung von Batterie und Ausgängen verändern. Ein eventueller Vorwiderstand würde im Bereich von 47 bis 100 Ω liegen. Wird der Blinker

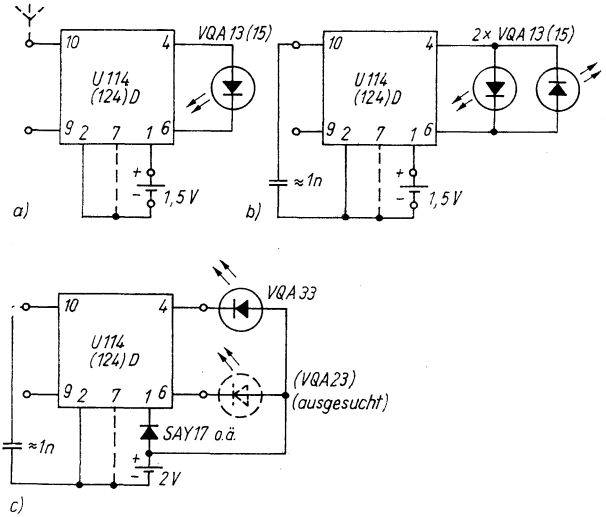


Bild 5.13 Blinker mit *U 124 D* (*114 D*) bei minimalem Bauelementebedarf

mit einem 2-V-Akkumulator betrieben, so kann von einer Beschaltung nach Bild 5.14 Gebrauch gemacht werden. Der Blinker wechselt dann periodisch zwischen Rot und Gelb oder Rot und Grün. Die gelbe bzw. die grüne Leuchtdiode ist dabei möglichst wieder auszusuchen, oder es wird von vornherein Betrieb mit 2 in Serie geschalteten NK-Knopfzellen vorgesehen. Die folgenden Datenblattwerte ermöglichen eine Orientierung:

VQA 13 (rot): für $I_F = 1$ mA gilt $U_{Fmin} = 1{,}4$ V, $U_{Ftyp} = 1{,}47$ V. $U_{Fmax} = 1{,}6$ V; bei $I_F = 20$ mA ist $U_{Fmax} = 1{,}8$ V.

VQA 15 (rot, Miniaturausführung): Werte ähnlich *VQA 13*, jedoch meist schon bei geringem I_F noch erkennbar.

VQA 23 (grün): für $I_F = 1$ mA gilt $U_{Fmin} = 1{,}75$ V, $U_{Ftyp} = 1{,}9$ V, $U_{Fmax} = 2$ V; bei $I_F = 20$ mA sind $U_{Ftyp} = 2{,}6$ V und $U_{Fmax} = 3$ V.

VQA 33 (gelb): für $I_F = 1$ mA gilt $U_{Fmin} = 1{,}75$ V, $U_{Ftyp} = 1{,}8$ V, $U_{Fmax} = 1{,}85$ V; bei $I_F = 20$ mA sind $U_{Ftyp} = 2{,}3$ V und $U_{Fmax} = 2{,}5$ V.

Eine interessante Möglichkeit, den Energiebedarf drastisch ein-

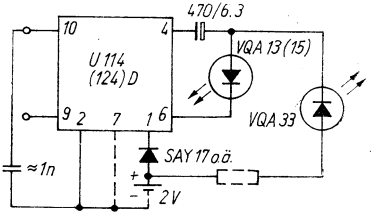


Bild 5.14
Zweifarbenblinker

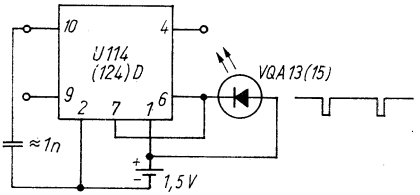


Bild 5.15
Sehr sparsamer Blinker mit „digital eingestelltem" Tastverhältnis

zuschränken, bietet schließlich noch die Schaltung nach Bild 5.15. Durch eine einfache Rückführung von einem der Ausgänge 4 oder 6 auf den Testanschluß (7) schaltet der Schaltkreis selbst in jeder Halbperiode sein Teilerverhältnis periodisch um! Da bei 7 auf L die „schnellere" Teilung eingeleitet wird, ist der mit 7 verbundene Ausgang also um den Faktor 1/16 kürzer auf L als der andere Ausgang. Schließt man an ihn die Katode einer Leuchtdiode an und ihre Anode (ggf. über einen Vorwiderstand) an Plus, so leuchtet diese Diode nur für 1/16 der Gesamtzeit auf. Bezüglich Spannungsquelle und Leuchtdiodenanschluß gelten diese Betrachtungen selbstverständlich auch für andere Blinkerschaltungen. Meist wird man sich zu einer definierten Eingangsbeschaltung entschließen. Nur dadurch ist es ja möglich, die Blinkfrequenz im jeweils gewünschten Sinne zu beeinflussen. Ein Blick auf Tabelle 5.2. in Verbindung mit Tabelle 5.1. zeigt, daß dazu ein kurzes Stück Ferritstab und eine auf einer Papierrolle angebrachte, verschiebbare Wicklung aus etwa 200 Wdg. 0,2 bis 0,3 CuL völlig ausreichen. Je nach Größe der beiden Kapazitäten am Eingang erhält man durch Verschieben des Stabes in der Wicklung schnell die gewünschte Blinkfrequenz. Bild 5.16 zeigt einen solchen Blinksignalgeber.

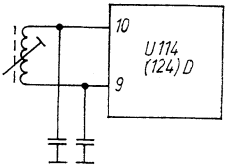


Bild 5.16
Einstellen der Blinkfrequenz bei *LC*-Taktgeberkreis

5.2.3. Automatischer Dämmerungsblinker

Lediglich ein Fotowiderstand ist zur Ergänzung des „Minimalblinkers" erforderlich, wenn dieser erst bei Einbruch der Dämmerung mit dem Blinken beginnen soll. Jetzt wäre nur eine Leuchtdiode zu empfehlen. Da jedoch beim Hellwerden nicht vorausgesagt werden kann, ob der Blinker dann in deren Leuchtphase „stehenbleibt", muß notgedrungen die Impulsbeschaltung der Ausgänge gewählt werden, was ein zusätzliches Bauelement (den Koppelkondensator) bedingt. Das bedeutet außerdem, daß in jeder Halbperiode ein Strom durch den Kondensator fließen muß. Darum sind doch wieder 2 Dioden sinnvoll. Das kann allerdings dazu ausgenutzt werden, eine Art „Steuerbord-Backbord"-Kennzeichnung zu realisieren, z. B. zur Markierung von Durchgängen im Dunklen. Wenn es hell genug geworden ist, sperrt der Fotowiderstand den Inverter, und das Blinken hört auf. Damit fließt auch kein Ausgangsstrom mehr.
Bei der Schaltung nach Bild 5.17 ist ausgenutzt worden, daß der Inverterausgang bereits mit einem relativ hochohmigen Widerstand aus der „aktiven Zone" gebracht werden kann. Gleichzeitig wird dabei der Eingang des vor dem Teiler liegenden zweiten Inverters ausreichend weit auf L geschaltet. Statt nach L kann der Fotowiderstand ebensogut nach H gelegt werden. Auch das bedeutet bei ausreichender Helligkeit Stop für die Schwin-

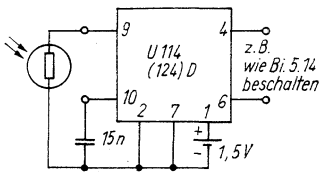


Bild 5.17
Automatischer Dämmerungsblinker

gung. Ausgangsseitig ist wie in Bild 5.14 eine „Rot-Grün"-Kennung (bzw. „Rot-Gelb") möglich, wenn (wie dort) 2 V und eine Diode benutzt werden. Bei Blinkbetrieb kommt die Schaltung mit einem mittleren Strom von etwa 2 mA für gut erkennbare Lichtimpulse aus. Im Hellen fließen wieder nur etwa 50 μA. Im Durchschnitt reicht also ein *RZP 2*-Akkumulator wartungsfrei etwa 3 Wochen.

5.2.4. Dämmerungsschalter mit externer Rückführung

Wenn auch die Inverterkennlinie (vgl. vorn) einen recht steilen H/L-Übergang hat, kann das in diesem Bereich in einem extern angeschlossenen Schalttransistor doch zu einem (unnötigen) größeren Leistungsumsatz führen. Zur Demonstration wurde daher die Schaltung nach Bild 5.18 aufgebaut. Selbstverständlich können mit größerem Schalttransistoraufwand auch größere Lasten geschaltet werden. Das Versteilern des Übergangs bezieht sich zunächst auf die Schaltrichtung Aus – Ein, bezogen auf die Leuchtdiode. Wird die Einrichtung also im Hellen eingeschaltet und nimmt die Helligkeit langsam ab, so setzt mit wachsendem Fotowiderstandswert ein Kippvorgang ein: Sobald das Potential des Inverterausgangs so weit in Richtung L gewandert ist, daß in *V1* Kollektorstrom zu fließen beginnt, erscheint infolge des Diodencharakters der Leuchtdiode schon bei kleinem Kollektorstrom eine so große Spannung, daß diese die am Invertereingang durch den wachsenden Fotowiderstandswert

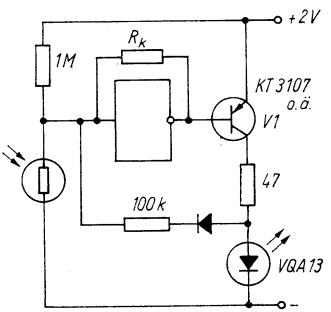


Bild 5.18
Dämmerungsschalter mit externer Rückführung

ansteigende Spannung unterstützt. Damit schaltet der Inverter sehr schnell am Ausgang ganz um. Wächst nun die Helligkeit wieder an, so wird bei entsprechend niederohmigem Fotowiderstand auch die unterstützende rückgeführte Spannung kleiner, und es setzt in umgekehrter Richtung ein ähnlicher Kippvorgang ein.

5.2.5. Dunkelzeit- und Hellzeitzähler

Man kann Dunkel- oder Hellzeiten, deren Grenzen durch den Ansprechwert des Fotowiderstandeingangs festgelegt werden, mit einem beliebigen Impulszähler messen, wenn man die Möglichkeiten der Schaltung nach Bild 5.19 nutzt. Am günstigsten ist dabei eine Zeitbasis, die am Ausgang auf Sekundenimpulse führt. Kürzere Zeiten sind durch Einschalten des „Schnellgangs" und ggf. Umschalten der Zeitbasis besser zu messen (z. B. Zeit-

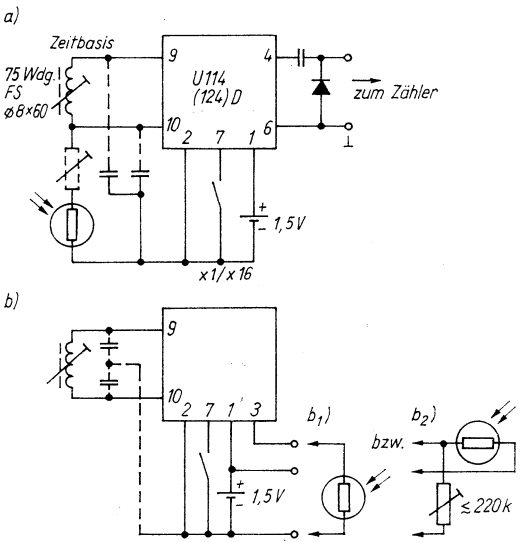


Bild 5.19 Dunkel- (a, b_1) bzw. Hellzeitzähler (b_2)

basis auf 1,6fach bei Schnellgang 1:16 ergibt Ausgabe von Zehntelsekunden).
Für ein solches Registrieren eignet sich auch eine Zählschaltung im Sinne der Zehntelsekunden-Stoppuhr aus [11]: Statt des Impulsgebers werden die Impulse (Bild 5.19) über eine Pegelwandlerstufe zugeführt. Nach Bild 5.19a löst der Fotowiderstand Zählimpulse aus, wenn sein Widerstandswert genügend groß geworden ist. (Eventuell durch Serienwiderstand Ansprechpunkt beeinflussen!) Hier wird also die „Dunkelzeit" gemessen. Bei frei weiterschwingendem Eingang kann auch über den Reseteingang gestartet und gestoppt werden. Dabei ist zu berücksichtigen, daß im Normalbetrieb (also Sekundenimpulsausgabe) erst etwa 1 s nach Freigabe der erste Ausgangspotentialwechsel auftritt. Nach Bild 5.19b_1 wird ebenfalls wieder die Dunkelzeit gemessen. In dieser Variante teilt der Fotowiderstand das Eingangspotential des Reseteingangs, der durch einen internen „pull-up"-Widerstand von etwa 300 kΩ auf H-Potential gehalten wird. Nach Bild 5.19b_2 wird zunächst mit einem Widerstand von Reset nach Masse das Eingangspotential unter dem Startwert gehalten. Der Fotowiderstand liegt diesmal nach Plus und hebt das Potential über den Startwert, wenn er genügend hell beleuchtet wird. Der untere Widerstand kann also zur Wahl des Ansprechwerts einstellbar ausgeführt werden.

5.2.6. Berührungseinschalter

Das Verhalten der Schaltung nach Bild 5.18 läßt sich auch für einen Berührungseinschalter ausnutzen. Gemäß Bild 5.20 (wieder zur Demonstration mit einer Leuchtdiode hinter einem 1stufigen Transistorverstärker) wird über den am Invertereingang gegen Masse liegenden 1-MΩ-Widerstand der Ausgang auf H gehalten. Der pnp-Transistor ist also gesperrt. Schon über einen relativ hochohmigen Vorwiderstand (dahinter ggf. 2 externe Schutzdioden gegen zu hohe Eingangsenergien einschalten) kann unter üblichen Zimmerbedingungen mit dem stets vorhandenen „Störnebel" der Invertereingang in den aktiven Bereich gebracht werden. Das leitet den bereits bei Bild 5.18 erläuterten Kippvorgang ein, so daß der Inverterausgang durchschaltet und die Leuchtdiode genügend Strom erhält. Zurückschalten ist jetzt

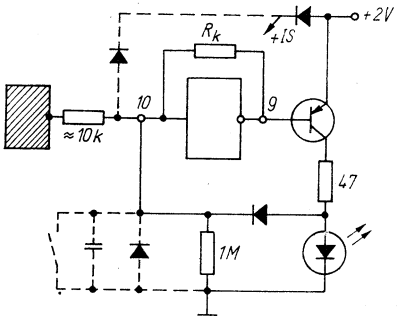


Bild 5.20
Berührungseinschalter mit angedeuteten zusätzlichen Schutzmaßnahmen

allerdings nicht ohne weiteres möglich, da der Widerstand nach Masse seinen Wert nicht verringert und da von der Rückführung her ein relativ kleiner Quellwiderstand für sichere Selbsthaltung zweckmäßig ist. Für die Schaltung nach Bild 5.20 ist daher ein mechanischer „Rücksteller" in Form einer nichtrastenden Taste vorgesehen.

5.2.7. Sensorumschalter

Der soeben vorgestellte Sensorschalter ist nur in einer Betriebsrichtung wirksam. (Er läßt sich bei Wechsel der Zonenfolge eines Transistors und entsprechend anderer Ausgangsbeschaltung auch als „Aus"-Schalter modifizieren.) Außerdem wurde vom Schaltkreis nur der Eingangsinverter ausgenutzt. Der in Bild 5.21 dargestellte Sensorumschalter arbeitet wieder mit dem gesamten Schaltkreis. Sein Aufbau resultiert aus dem Verhalten des im Abschnitt 5.2.2. beschriebenen „Minimalblinkers". Jetzt sind jedoch Inverterein- und -ausgang miteinander verbunden (9–10). In Batterieausführung, kompakt aufgebaut und nicht gerade

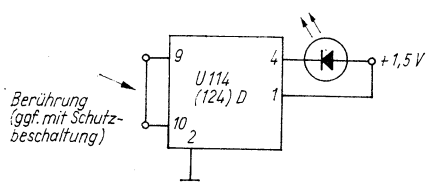


Bild 5.21
Sensorumschalter

unmittelbar an einer Störquelle angeordnet, bringt das zunächst ein stabiles Nichtreagieren auf die Umgebung. Das heißt, die zufällig an den Ausgängen vorhandene H/L-Konstellation bleibt vorerst bestehen. Je nach Beschaltung heißt das also z. B., eine Lampe leuchtet, oder sie ist dunkel. Wird nun die Brücke 9–10 berührt und genügend Fremdspannung eingekoppelt (ggf. also wieder Schutzbeschaltung im Sinne von Abschnitt 5.3.5. vorsehen!), so beginnen die Teiler zu arbeiten. Entsprechend der Belegung des Testeingangs im Sinne von „schnell" oder „normal" wechseln nun die Ausgangszustände sofort oder wenig später. Bei längerer Berührung blinkt die Lampe. Je nachdem, wann losgelassen wird, verharrt die Schaltung danach wieder stabil auf „Hell" oder „Dunkel".

Bei netzgespeisten Gesamtschaltungen – dort dürften ja die interessantesten Anwendungen zu suchen sein – verhält sich der Sensorschalter zunächst nicht so ideal. Schuld sind ähnliche Einflüsse, wie sie bei ungenügend von der störenden Umgebung entkoppelten Digitalschaltungen immer wieder auftreten – vgl. z. B. auch [10]!

Ohne weitere Darstellung möglicher Ausgangsbeschaltungen (z. B. Transistor- oder auch Thyristorschaltstufen – etwa im Sinne von [12] – und Lampen) gibt Bild 5.22 Maßnahmen wieder, wie sie sich auch bei sehr nahen Störungen bewährt haben. Im übrigen kann bei dieser Schaltungsart selbstverständlich der einmal gewünschte Ausgangszustand störsicher beliebig lange „eingefroren" werden, wenn man den Reseteingang über einen Schalter mit Masse verbindet. Außerdem ist es auch möglich,

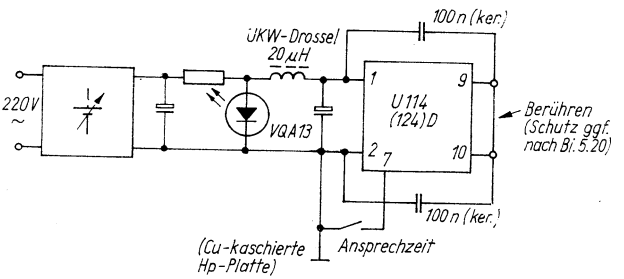


Bild 5.22 Entstörmaßnahmen für Sensorschalter bei ungünstiger Umgebung

ihn z. B. im Hellen durch einen Fotowiderstand zu „verriegeln", so daß der Sensoreingang nur bei Dunkelheit aktiviert werden kann. Man muß dann allerdings dafür sorgen, daß der Fotowiderstand nicht „Lampe an" konserviert. Außerdem darf nicht schon das Lampenlicht den Fotowiderstand beeinflussen. Das ist jedoch eine Voraussetzung, die in ähnlicher Weise auch auf andere Dämmerungsschalter zutrifft.

5.2.8. Schwellwertschalter mit 2 Invertern

Betrachtet man den Eingangsinverter des *U 124 D* (*114 D*) einfach als Logikelement kleiner Betriebsspannung, so liegt es nahe (wie schon weiter vorn angedeutet), ihn auch tatsächlich in logischen Verknüpfungen einzusetzen. Das ist bereits ohne die Erweiterungen auf mehrere Eingänge (vgl. Bild 5.12) sinnvoll. Bild 5.23 zeigt eine Anwendung. Am besten läßt sich ein Schwellwertschalter noch immer am vielseitigen und darum so dankbaren Objekt „Dämmerungsschalter" demonstrieren. Beeindruckend ist wieder bei diesem an sich trivialen Beispiel der Einsatzbereich des *U 124 D* (*114 D*) bezüglich des Betriebsspannungs- und Eigenleistungsbedarfs (siehe die hochohmigen Widerstände!). Über dieses reine Demonstrationsobjekt hinaus, dessen Leuchtdiode selbstverständlich im Dunkeln automatisch ein- und im Hellen automatisch ausgeschaltet wird (Fotowiderstand im oberen Zweig kehrt wieder das Verhalten um!), zeigt Bild 5.24 eine Möglichkeit, mit Transistoren mittlerer Stromverstärkung

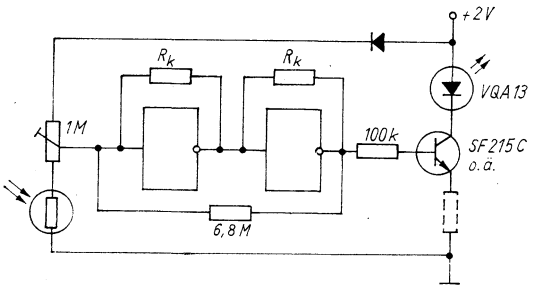


Bild 5.23 Schwellwertschalter mit 2 Inverten

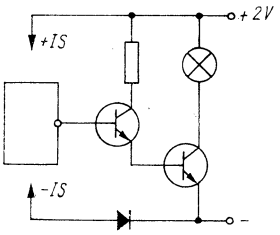


Bild 5.24
Steuerung einer 2-V-Glühlampe über Inverterschwellwertschalter

und gleicher Zonenfolge sogar eine 2-V-Glühlampe ein- und auszuschalten. Zur Bereitstellung des nötigen Basisstroms wird ein kleiner Trick angewendet. Da ohnehin 2 V zur Verfügung stehen und da der Schaltkreis bei seinen Nennbedingungen arbeiten soll (obwohl als oberer – absoluter – Grenzwert sogar 2,5 V Betriebsspannung zugelassen sind!), wird die Diode zur Verringerung der Schaltkreisspannung in die Minusleitung gelegt. Dadurch kann sich über den Ausgangskanalwiderstand (Größenordnung 5 bis 8 kΩ!) und die beiden in Serie geschalteten Basis-Emitter-Strecken der erforderliche Steuerstrom bei H-Pegel am Schaltkreisausgang ausbilden, denn bezüglich dieses Strompfads bedeutet H jetzt 2 V im Leerlauf.

5.2.9. Sensorumschalter mit 2 Invertern

Mit der gleichen Ausgangsbeschaltung ist der zu Demonstrationszwecken zunächst in der Ausführung nach Bild 5.25 erprobte

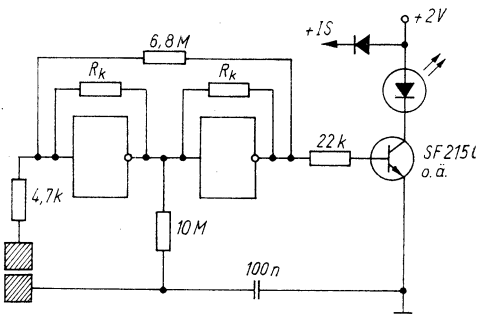


Bild 5.25 Sensorumschalter mit 2 Invertern

Sensorumschalter versehen worden. Seine Arbeitsweise ist in [9] beschrieben, dort allerdings bezogen auf normale CMOS-Inverter mit höherer Betriebsspannung.

Die Schaltung arbeitet wie folgt: Der gerade bestehende Zustand des mittleren Koppelpunktes beider Inverter wird auch dem Kondensator „mitgeteilt". Er lädt sich mit einer Zeitkonstanten in der Größenordnung von 1 s auf diesen Wert. Überbrückt man mit der Fingerkuppe die beiden Sensorelektroden, so gelangt dieser Spannungspegel (also praktisch L oder H) sofort an den Eingang des 1. Inverters. Da es sich aber stets um den zum gegenwärtigen Eingangszustand inversen handelt (gehalten über den hochohmigen Koppelwiderstand vom Ausgang der Schaltung her), schaltet der 1. Inverter um. Man bedenke, daß die Spannung am Kondensator gegenüber dem hochohmigen Koppelwiderstand vorerst wesentlich „härter" ist – τ in dieser Richtung liegt ebenfalls in Sekundennähe! Nur bei unnötig langer Berührung der Elektroden kommt die Schaltung „in Zweifel". Andernfalls nimmt der Ausgang des 1. Inverters den zum vorhergehenden Zustand inversen ein. Dadurch erhält der Kondensator im Zeitraum von 2 bis 3 s ausreichend Spannung. Beim nächsten Berühren der Sensorelektroden läuft alles in umgekehrter Reihenfolge ab. Leider ist der Eingang auch wieder für Störfelder sehr „empfänglich". Die zuverlässigsten Ergebnisse erreicht man daher wieder in einem schirmenden Gehäuse mit relativ kleinen „elektrischen Fenstern" für die beiden Elektroden. In solcher Form ist eine kleine „Sensor-Taschenlampe"

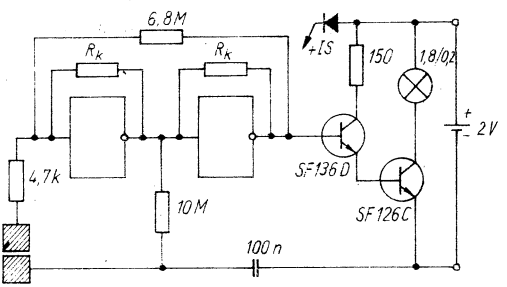


Bild 5.26 Sensortaschenlampe

realisiert worden, die sehr zuverlässig arbeitet (Bild 5.26). In der vorliegenden Dimensionierung läßt zu langes Berühren der Sensoren nach dem Einschalten die Lampe wieder verlöschen. Im Sinne einer langen Batterielebensdauer ist das selbstverständlich günstiger als der umgekehrte Fall. Sie läßt sich nach dem Abschalten erst nach etwa 2 s wieder neu starten. Bei Bedarf kann dieser Zeitraum durch Verkleinern des Kondensators verringert werden. Im gleichen Maße verkürzt sich aber auch die zulässige Berührungszeit nach dem Einschalten, bevor die Lampe wieder verlischt. Achtung! Entgegen der Darstellung in Bild 5.26 entfällt die Diode für die Verringerung der Schaltkreis-Spannung, da sonst für die beiden in Serie geschalteten Basis-Emitterstrecken die H-Spannung etwas knapp wird. Außerdem sind etwa 10 kΩ vor die erste Basis zu legen.

5.2.10. Schwellwertschalter als Impulsformer

In der Schaltung nach Bild 5.27 liefern die Inverter von 2 *U 124 D* (*114 D*) bei einer Eingangswechselspannung ab $U_{SS} \approx 1$ V am Ausgang Rechtecke, die ab etwa $U_{SS} \approx 2$ V eine Flankensteilheit der Größenordnung < 1 µs erreichen.

5.2.11. Monoflop aus 2 *U 124 D* (*114 D*)

Bild 5.28 zeigt eine Monoflopkombination aus 2 Invertern mit den üblichen Eigenschaften, d. h. vor allem, daß eine Erholzeit von etwa 3 τ eingehalten werden muß, bevor der nächste schmale L-Impuls eintrifft ($\tau = 0{,}7\ RC$). Bei R in der Größenordnung

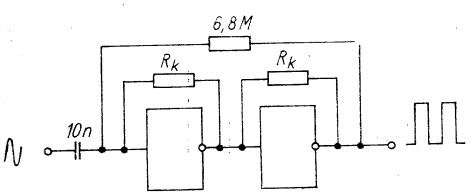


Bild 5.27 Inverterschwellwertschalter als Impulsformer

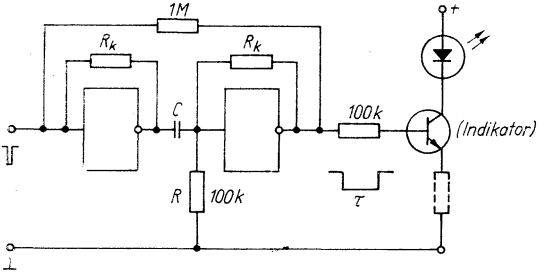


Bild 5.28 Monoflop aus 2 Invertern

von 1 MΩ (was gerade noch zulässig ist, um den Eingang des 2. Inverters infolge seines integrierten Rückkopplungswiderstands auf L zu halten) und C von etwa 47 μF erreicht man etwa eine halbe Minute „Low-Zeit". Während diese Schaltung (wieder mit einer Indikatorstufe zur Demonstration versehen) als kompakte Batterieeinheit sehr zuverlässig arbeitet, reagiert sie, verknüpft mit Netzanschlußgeräten, wieder impulsempfindlich.

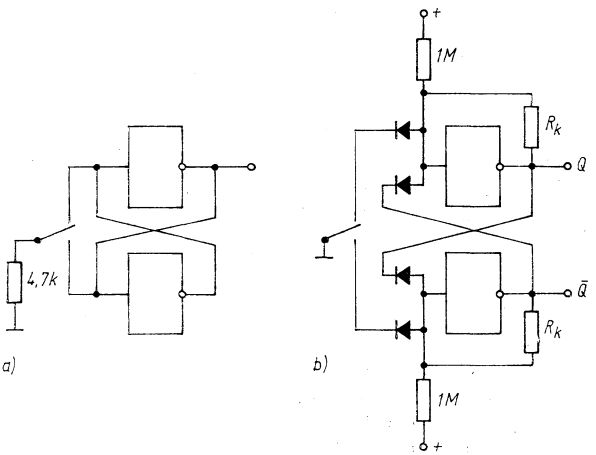


Bild 5.29 Bistabiler Schalter als „Entpreller"

5.2.12. Entprellschalter

Da eine derart hochohmige CMOS-Schaltung aus 2 Invertern des *U 124 D* (*114 D*) auch noch mit einigen Kiloohm am Eingang einwandfrei auf L geschaltet werden kann, wenn man diesen Eingang mit dem Ausgang eines anderen Inverters verbindet, ist der etwas unkonventionelle bistabile Schalter nach Bild 5.29a entstanden. Gemäß Bild 5.29b müßte man ihn als Gatter-Flip-Flop auslegen. (Zur Erinnerung: Planardioden haben bei Strömen im Mikroamperebereich Schwellspannungen unter 0,5 V! Daher sind brauchbare L- und H-Pegel selbst bei nur 1,5 V Batteriespannung erzielbar. Im übrigen kann laut Grenzdaten eine solche Schaltung auch einmal unbedenklich mit 2 V betrieben werden.)

5.2.13. Astabiler Multivibrator

Selbstverständlich läßt sich in der 2-Inverter-Kombination auch ein „Astabiler Multivibrator" realisieren (Bild 5.30). Angesichts der Möglichkeit, dies auch mit einem *U 124 D* (*114 D*) in gewissen Frequenzbereichen zu erzielen, beschränkt sich diese Schaltungsvariante auf spezielle Einsatzzwecke.

5.3. Analogtechnik und Meßtechnik mit *U 124 D* (*114 D*)

Analogtechnik sei im Sinne von Schaltungen für NF-Verstärker verstanden. Für Rundfunkempfänger gehen die Einsatzempfehlungen wieder teilweise über das rein „Analoge" hinaus und

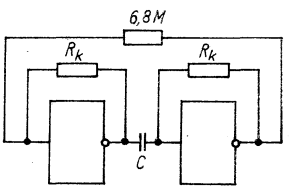


Bild 5.30
Astabiler Multivibrator mit *U 124 D* (*114 D*)

schließen digitale Möglichkeiten ein, die sich aus der sonst für diese Beispiele nicht genutzten Teilerstruktur ergeben.
Basis der „Analogseite" der Anwendungen für *U 124 D* (*114 D*) außerhalb des Haupteinsatzes ist wiederum der Eingangsinverter mit integriertem Rückkopplungswiderstand. „Aktive" Anschlüsse sind jetzt nur 1 und 2 für die Betriebsspannung sowie 9 (Ausgang) und 10 (Eingang). Die Teilerausgänge läßt man leer laufen, da ja nicht vorher gesagt werden kann, welcher Ausgang H und welcher L führt. Die pull-up-Widerstände der ebenfalls unbenutzten Logikeingänge sorgen dafür, daß dort definiert H anliegt. Das ist auch, bezogen auf den sonst aus dem Eingang fließenden Strom, wenn er an Masse gelegt wird, der Zustand kleinsten Energiebedarfs. Auf jeden Fall sollten die unbenutzten Anschlüsse aber keine zusätzliche Kapazität nach ihrer Umgebung erhalten. Man wird sie also in isolierte Bohrungen der Leiterplatte stecken. Auch Kriechströme sind zu vermeiden.
Beim Beschalten des Eingangs muß man stets bedenken, daß dabei Amplituden auftreten können, die die Eingangsschutzbeschaltung überbelasten. Leider liegen darüber keine exakten Daten vor. Aus den gewonnenen Erfahrungen und im Vergleich mit zugänglichen Informationen zur üblichen CMOS-Technik läßt sich qualitativ folgern:

- Dem Eingang sollten keine Amplituden zugemutet werden, die über die Betriebsspannung hinausgehen;
- zu eventuell höheren Spannungen muß man durch eine externe Schutzbeschaltung (mindestens durch eine Strombegrenzung) den möglichen Eingangsstrom in die integrierten Schutzdioden auf < 1 mA begrenzen.
- Kapazitäten, die solche Vorwiderstände überbrücken oder einfach als Koppelkondensatoren eingesetzt werden, sollten so klein wie möglich sein (Nanofaradbereich als obere Grenze). Besonders in solchen Fällen muß man streng darauf achten, daß keine externen Spannungsquellen undefinierter Eigenschaften an den Inverter gelegt werden können.
- Undefinierte externe Spannungsquellen sind z. B. Wurfantennen, die mit leitenden Punkten in der Umgebung in Berührung kommen. Sie dürfen höchstens mit Kondensatoren im Pikofaradbereich angekoppelt werden.
- Fangspulen können bereits im Induktivitätsbereich in der Größenordnung von Millihenry gefährliche Induktionsspan-

nungen liefern. Sie sind daher ebenfalls so lose wie möglich anzukoppeln (kleinstmögliche Kapazität). Außerdem sollten sie nur über ein äußeres Schutznetzwerk aus Serienwiderstand und antiparallelgeschalteten Dioden an den Inverter gelegt werden (Beispiel: Bild 5.31).

Da die normalerweise für den Inverter nötige Eingangsspannung unter dem Ansprechwert der Dioden bleibt, ist durch den im Verhältnis zum Eingangswiderstand des Inverters sehr kleinen Schutzwiderstand keine merkbare Signalschwächung zu erwarten. Gegenüber normalen CMOS-Invertern, etwa der Reihe *K 176* oder *K 561* bzw. *U 4000* u. ä., ist stets zu bedenken, daß der Eingangswiderstand auf Grund des Koppelwiderstands vom Ausgang zum Eingang eben nicht (in gewissen Grenzen) als „praktisch unendlich" angesehen werden kann, solange die Amplitude am Eingang unter der von Betriebsspannung und integriertem Schutznetzwerk bleibt. Der Eingangswiderstand ist aber um Größenordnungen höher als die Innenwiderstände der im folgenden angekoppelten Quellen. Das u. a. bestimmt auch die guten Ergebnisse z. B. beim Bau einfacher Rundfunkempfänger. Man kann nicht nur den Schwingkreis unmittelbar und ohne Anzapfung an den Invertereingang legen (nur mit einer galvanischen Trennung wegen des vom Koppelwiderstand gegebenen Arbeitspunktes!), sondern es ist ein extrem hohes *LC*-Verhältnis möglich. Die Windungszahl auf einem kleinen Ferritstab z. B. kann so hoch getrieben werden, daß nur noch die Parallelschaltung von Spuleneigenkapazität und Schaltkapazität (einschließlich Invertereingang) als Kreiskapazität in Frage kommt. Abgestimmt wird dann durch Verschieben des Stabes. Doch den folgenden Beispielen soll in dieser Richtung nicht weiter vorgegriffen werden.

Die Nutzung des Eingangsinverters für sich allein in NF- und

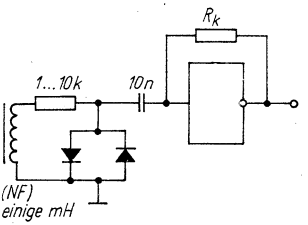


Bild 5.31
Externe Schutzschaltung gegen Störspannungen größerer Energie

HF-Anwendungen hat, ähnlich der für Logikschaltungen, vor allem den reizvollen Aspekt des minimalen Eigenbedarfs an Energie bei Betriebsspannungen im Bereich von „1-Element-Quellen" – günstigenfalls von der Miniatur-Uhrenknopfzelle angefangen. Jedoch muß man (und das gilt ja auch für Logikschaltungen nur mit dem Eingangsinverter) an die zwangsläufig weiter (nutzlos) angeschlossenen Binärteiler denken. Die Summe ihres Strombedarfs und der des im A-Betrieb arbeitenden Inverters ergibt immerhin um 50 μA bei 1,5 V und bis über 100 μA bei 2 V Betriebsspannung (Werte der Markentypen). Dennoch sind 2 V gegenüber 1,5 V vielfach sinnvoller. Sie liegen noch innerhalb der Grenzdaten und ergeben u. a. für nachgeschaltete Transistoren günstigere Betriebsbedingungen. Ein *RZP-2*-Akkumulator ist zudem eine sowohl noch recht platzgünstige wie auch (weil Nachladen möglich) ökonomisch sinnvolle Energiequelle. Hinzu kommt seine gute Lagerfähigkeit über lange Zeit ohne das bei billigen Primärelementen gefürchtete Auslaufen – ein für im Bereich von Monaten wartungsfrei und oft sogar ohne Ausschalter arbeitende „Mikroleistung"-Schaltungen entscheidender Vorzug.

Schließlich muß noch auf eine spezifische Eigenschaft dieses Inverters aufmerksam gemacht werden. Gegen ihre Anforderungen zu verstoßen stellt oft die Schaltungsfunktion in Frage! Wie jede Schaltung mit hochohmigem Eingang, so nimmt auch dieser Inverter äußere Störfelder schon über kleine Koppelkondensatoren auf (z. B. Handannäherung!). Im Ergebnis hört man oft schon bei völlig unbeschaltetem Eingang das Netz brummen oder empfängt bereits den (oder die) Ortssender. Kompakter Aufbau, eine mit dem Minuspol der Schaltung verbundene metallische Fläche unter der eigentlichen Schaltung (z. B. auch die 2. Fläche 2seitig kupferkaschierten Basismaterials, gegen die Leiterzüge der anderen Seite isoliert) und für alles ein schirmendes Gehäuse etwa aus einseitig kaschiertem Material sind angemessene Maßnahmen dagegen. Hinzu kommt die übliche Regel, die betreffenden Leitungen so kurz wie möglich zu halten. Ein bewickelter Ferritstab kann allerdings nicht in einem wie eine Kurzschlußwindung wirkenden Schirmgehäuse montiert werden. Auch die Empfangswicklung muß ausreichend (wenigstens 1/2 $\times$ Durchmesser) von Metallflächen entfernt bleiben.

5.3.1. NF-Kopfhörer-Verstärker

Es hat meist keinen großen Sinn, den Inverter ganz für sich allein einzusetzen, wenn ein akustisches Signal verstärkt wiedergegeben werden soll. Die Ursache liegt hauptsächlich im ungünstig hohen Ausgangswiderstand des Inverters gegenüber üblichen mittel- und hochohmigen Schallwandlern. Zwischen 200 Ω und 4000 Ω liegen die Spulenwiderstände erhältlicher Ohr- und Kopfhörer. Niederohmige Modelle scheiden dabei wegen ihres unnötig hohen Strombedarfs in den praktisch in Frage kommenden batteriebetriebenen Anwendungen meist aus. Während man nun den Inverter als nahezu leistungslosen Verstärker der (ebenfalls nahezu) ungedämpft von der Quelle erhaltenen Wechselspannung ansehen kann, muß also ein Impedanzwandler folgen, der „zur Spannung die Leistung liefert". Bild 5.32 zeigt die erfreulich einfache Lösung des Problems. Es handelt sich um das bereits dimensionierte und erprobte Beispiel eines Kopfhörerverstärkers als „2. Ohr" für Telefongespräche. Die Fangspule ist relativ unkritisch: Bis zu 1000 Wdg. CuL eines kleinen Durchmessers, wie er sich gerade noch wickeln läßt, auf einem Eisen- oder Ferritkern. Wo größere induzierte Spannungen zu erwarten sind, wird das bereits in Bild 5.31 gezeigte Schutznetzwerk sinnvoll. Der Kondensator schließt HF so weit kurz, daß der Ortssender in der Schaltung nicht mehr zu hörbarer NF verarbeitet wird. Der Kondensator über dem Hörer unterdrückt Schwingneigungen im Inverter, die mit wachsender Induktivität der Fangspule zunehmen.

Der Transistor erhält vom Inverterausgang die verstärkte Wech-

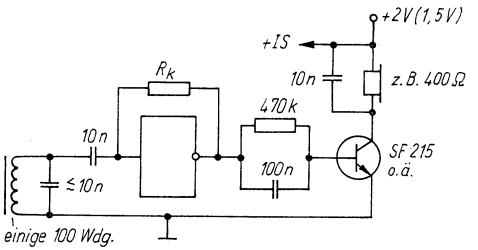


Bild 5.32 Kopfhörerverstärker für induktiven Aufnehmer

selspannung um einen „A-Arbeitspunkt“ des Inverters herum. Bei 2 V Batteriespannung beträgt der Gleichspannungsanteil also etwa 1 V. Die hochohmige Begrenzung des daraus resultierenden Basisstroms wird so weit getrieben, wie es vom nötigen Aussteuerbereich des Kopfhörers noch zugelassen werden kann. Praktische Werte sind etwa 100 bis 200 μA „Endstufen“-Strom. Die Wechselspannung wird über den relativ kleinen Kondensator unmittelbar an die Basis geführt.

5.3.2. NF-Verstärker mit Lautsprecher

Die Vorzüge der Schaltung nach Abschnitt 5.3.2. bestehen u. a. in ihrem kleinen Betriebsspannungs- und Strombedarf. Es wäre also wenig sinnvoll, das mit einer (einfachen) eisenlosen Endstufe in Frage zu stellen. Die Anwendung in Abschnitt 5.3.2. wird erst richtig ausgenutzt, wenn sie vom „drahtgebundenen“ Warten auf eine Verbindung befreit. Das heißt, beim Warten auf den Teilnehmer muß man nicht mehr den Hörer am Ohr

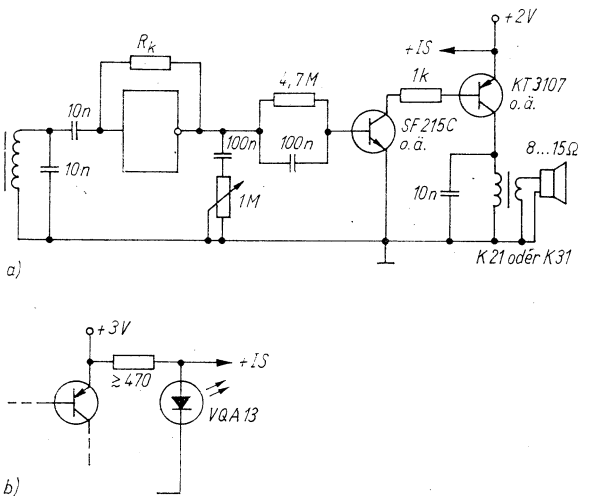


Bild 5.33 a — NF-Verstärker mit Lautsprecher als Telefon-Mithöreinrichtung, b — Maßnahme für U_{IS} bei höherer Betriebsspannung

halten, der Lautsprecher gibt das Rufzeichen ausreichend laut wieder. Für eine solche Nutzung bewährt sich ein kleiner Ausgangstransformator aus früher üblichen Taschenempfängern, z. B. *K 21* oder *K 31*. Bei kleinen Batteriespannungen sind ja in einem gewissen Nutzungsbereich auch heute noch Ausgangstransformatoren ökonomisch günstig. Dadurch läßt sich die kleine Spannung besser ausnutzen, es ist bei Bedarf eine größere Aussteuerung bei relativ kleinem Arbeitspunktstrom möglich, selbst im bauelementesparenden A-Betrieb. Die Schaltung nach Bild 5.33 arbeitet als Komplementärverstärker mit Ausgangstransformator. Bei 2 V genügt ein Arbeitspunktstrom in der Größenordnung von 5 mA oder weniger, um das Rufzeichen genügend laut wiederzugeben. Für größere Eingangsamplituden kann der gestrichelt eingezeichnete Lautstärkesteller angefügt werden. Dieser einfache Eingriff umgeht das sonst notwendige Auftrennen des Signalwegs. Mit dieser Stellmöglichkeit ist ein Absenken der Höhen verbunden. Bei Gefahr größerer Eingangssignale wieder zusätzliche externe Schutzbeschaltung nutzen!

5.3.3. Einfacher AM-Empfänger

Bereits mit einem Inverter aus dem *U 124 D* (*114 D*) und einem empfindlichen hochohmigen Kopfhörer ist Rundfunkempfang möglich. Wesentlich bessere Ergebnisse liefert aber die bereits nach Bild 5.32 benutzte Nachverstärkung und Impedanzanpassung. Der einfachste sinnvolle Empfänger für Mittel- und Langwelle hat damit den in Bild 5.34 dargestellten Umfang. Er kann am verschiebbaren Ferritstab oder mit einem Drehkonden-

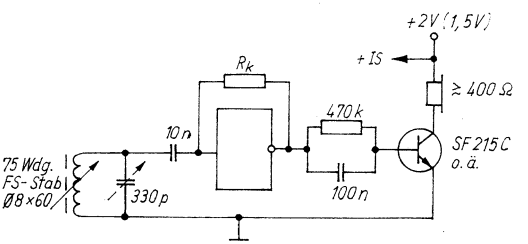


Bild 5.34 Einfachster AM-Empfänger mit *U 124 D* (*114 D*)

sator abgestimmt werden. Bei etwa 10fachem C-Wert gegenüber Mittelwelle (Schalt- und Spulenkapazität als Basis eingeschlossen!) empfängt man auf Langwelle mindestens noch „Stimme der DDR".
In günstigen Lagen genügt der Ferritstab als Antenne. „Weiter ab" empfiehlt sich eine lose (mit nur etwa 22 pF) angekoppelte Wurfantenne, die schon ab 1 m Länge gute Ergebnisse bringen kann. Vorsicht bei solchen Maßnahmen, Invertereingang nicht direkt oder über größere Kondensatoren anschließen, Antennenkapazität nur direkt an die Wicklung legen!
Die Schaltung ist als Audion ohne Rückkopplung zu betrachten. Das heißt, im Inverter wird das HF-Signal (offenbar auf Grund der Eingangsschutzbeschaltung) demoduliert, und die NF steht anschließend verstärkt am Ausgang (hochohmig) zur Weiterverarbeitung bereit. Jedoch wird auch der HF-Träger mit verstärkt. Das kann (besonders) bei großen Induktivitätswerten zu Selbsterregungserscheinungen führen, die sich jedoch durch Kapazitäten in der NF-Stufe (z. B. 10 nF über dem Kopfhörer) beheben lassen.
Auf Grund des hochohmigen Invertereingangs kann die volle verfügbare Schwingkreisspannung (Millivoltbereich) an den Eingang gelegt werden, ohne daß dies den Schwingkreis wesentlich bedämpft. Es lohnt hier also – wenn man auf Wiedergabebandbreite verzichtet –, beim Eingangskreis auf hohe Güte zu achten, denn sie bleibt weitgehend erhalten!
Günstige Verhältnisse für die Eingangsspannung ergeben sich, wenn nur ein Sender empfangen wird oder wenn der Abstimmbereich nicht zu groß sein muß, durch eine relativ hohe Windungszahl (z. B. 250 Wdg. auf Ferritstab von etwa 60 mm Länge). Damit scheidet natürlich das Abstimmen mit Drehkondensator aus.

5.3.4. Audion mit Rückkopplung

Die am Inverterausgang verfügbare HF-Spannung läßt sich zum Entdämpfen des Schwingkreises verwenden. Damit diese Rückkopplung in einem möglichst großen Bereich arbeitet, ist eine relativ hohe Windungszahl erforderlich. Will man von vornherein dabei richtigen Windungssinn sicherstellen, wickelt man durch-

gehend mit Anzapfung in z. B. 4 Lagen (oberste Lage: Rückkopplung) vgl. Bild 5.35.

5.3.5. Audion mit 2 Invertern — Variante 1

Statt des Transistor-NF-Verstärkers kann auch ein zweiter Inverter angeschlossen werden. Das ist allerdings teuer. Dafür arbeitet diese Schaltung auch ohne Koppelelemente zur 2. Stufe, denn die Arbeitspunkte beider Stufen (im A-Betrieb) weichen nur wenig voneinander ab. Die Spule mit Koppelwicklung läßt sich wie im vorigen Beispiel herstellen. In der Schaltung nach Bild 5.36 sind die beiden Wicklungen allerdings getrennt worden, so daß sich eine andere Form für das Einstellen der rückgekoppelten Spannung ergibt. Im Interesse der Abstimmbarkeit auch mit

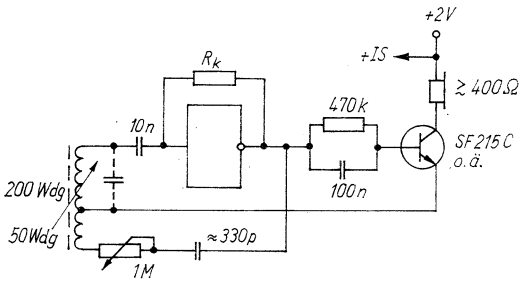


Bild 5.35 Audion mit induktiver Rückkopplung

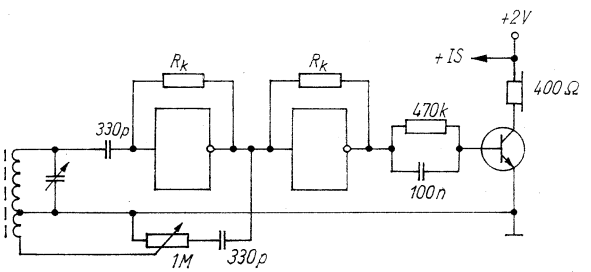


Bild 5.36 Audion mit 2 Invertern, auch für Kurzwelle geeignet

Drehkondensator hat diese Spule 75 Wg. (1lagig) für den Kreis und 20 für die Rückkopplung. Ohne Kreiskondensator lag sie dadurch in Verbindung mit den Schaltkapazitäten so, daß einige Kurzwellensender empfangen werden konnten, je nach tageszeitlichen Empfangsverhältnissen. Dazu erwies sich die Ankopplung einer kleinen Hilfsantenne an die Rückkopplungswicklung als günstig.

5.3.6. Audion mit 2 Invertern — Variante 2

Nach Bild 5.37 läßt sich der Schwingkreis auch in der vom Teilerbetrieb her gewohnten Weise zwischen Ein- und Ausgang legen. Die nur zur Entdämpfung unterhalb des Schwingeinsatzes gewünschte Selbsterregungsmöglichkeit kann wie eingezeichnet eingestellt werden. Diese Variante läßt sich für Kurzwellenempfang relativ gut nutzen. Dabei ist, wie in Abschnitt 5.3.5., die Kreiskapazität entfernt und die Frequenz durch Verschieben des Ferritstabs abgestimmt worden. Für beide Varianten, die hier nur als Experimentiervorschläge gelten sollen, ist wieder Schirmen der Invertereingänge sinnvoll. Eine in bereits gezeigter Weise nachgeschaltete NF-Transistorstufe erhöht die Ausgangslautstärke. Auch Langwelle läßt sich mit etwa 3,3 nF Kreiskapazität empfangen, wobei in Variante 2 die Selbsterregung etwas problematischer ist.

5.3.7. Prüfgenerator für 455 kHz

Für die u. a. in Verbindung mit Piezofiltern in AM-Empfängern benutzte ZF von 455 kHz läßt sich mit dem Eingangsinverter des *U 124 D* (*114 D*) ein einfacher Prüfgenerator kleinen Strom-

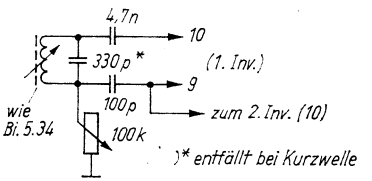


Bild 5.37
Audion mit Rückkopplung in der beim Quarzoszillator benutzten Art

bedarfs aufbauen, der noch aus einer Knopfzelle gespeist werden kann. Seine Ausgangsspannung reicht bei kapazitiver Einkopplung in ZF-Kreise voll aus. Bei Bedarf kann die in Bild 5.38 mit angedeutete Impedanzwandler- und Trennstufe nachgesetzt werden. Dabei ergibt sich auch eine einfache Möglichkeit, die Amplitude einzustellen.

Nach Bild 5.39 kann dieser zunächst unmodulierte Generator auch noch eine NF modulieren. Die Einstellung ist jedoch relativ kritisch. Außerdem nähert sich der Aufwand für den Generator dem, der in [13] für einen Transistor-ZF-Generator nötig war.

5.3.8. *U 124 D* (*114 D*) als Oszillator für AM-Geräte und zur Frequenzmessung

Den folgenden Empfehlungen liegen noch keine praktisch realisierten Schaltungen zugrunde. Es handelt sich aber um einen relativ interessanten Aspekt des Einsatzes des gesamten Schaltkrei-

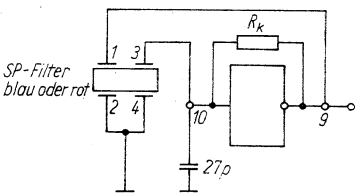


Bild 5.38
ZF-Prüfgenerator mit Piezofilter, unmoduliert

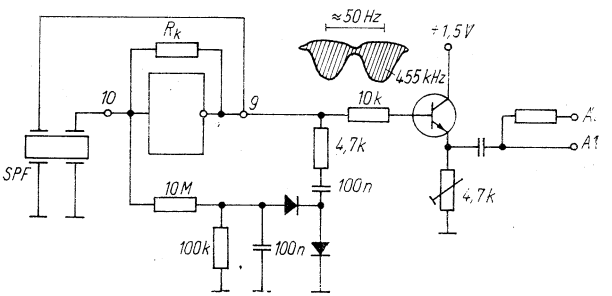


Bild 5.39 Prüfgenerator mit NF-Modulation

ses innerhalb von Empfängerschaltungen. Bild 5.40 zeigt das Prinzip: Den Eingangsinverter benutzt man als Oszillator des Empfängers, oder es wird ihm die Oszillatorfrequenz mit ausreichender Amplitude zugeführt. Bei Mittelwelle sind das also im Abstimmbereich rund 1 bis 2 MHz. Daraus entstehen in der Teilerkette des Schaltkreises Periodendauern zwischen $1 \cdot 10^{-6} \cdot 2^{23}$ s und $0{,}5 \cdot 10^{6} \cdot 2^{23}$ s, bezogen auf einen Ausgang. Im Schnellgang erhält man $1 \cdot 10^{-6} \cdot 2^{19}$ s bis $0{,}5 \cdot 10^{-6} \cdot 2^{19}$ s. Die empfangenen Frequenzen des Mittelwellenbereichs lassen sich also über einen Periodendauermesser, das heißt „reziprok", einer m-Skale entsprechend, zwischen etwa 8,39 s und 4,19 s bzw. zwischen 524 ms und 262 ms abbilden. Grundsätzlich ließe sich nun die Zeitbasis dieses Periodendauermessers so verändern, daß man die Zuordnung zu den Wellenlängen der Oszillatorfrequenzen in entsprechenden Zahlenwerten erhält. Das hat jedoch nur wenig Sinn, da ja ohne komplizierteren Aufwand keine Umschlüsselung dieses Verhältnisses von etwa 2:1 auf das des Eingangsfrequenzbereichs (etwa 3:1 bei Mittelwelle) möglich ist. Im übrigen hat eine solche Maßnahme beim bekannten Senderangebot der Mittelwelle gegenüber einer üblichen Zeigerskale nur „akademischen" Wert.

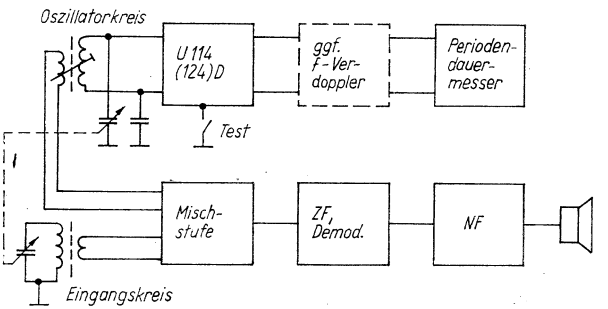


Bild 5.40 *U 124 D* (*114 D*) als AM-Oszillator und als Teiler für Frequenzmesser

Anders sieht es schon bei Kurzwelle aus. Hier sind sogar 2 Anwendungen interessant: im eben geschilderten Sinne für die „Abbildung" der für den Empfänger erzeugten Oszillatorfrequenz in Superschaltungen und – über die für die Dauer der Messung über den Schwingeinsatz angezogene Rückkopplung – zur direkten Eingangsfrequenzmessung in Audionschaltungen. Dabei wird man, um in jedem Fall die nötige Amplitude für den Teiler zu erreichen, allerdings meist eine 2-Inverter-Schaltung benutzen müssen. Der 2. Inverter, der die vom 1. bei Schwingeinsatz erzeugte HF verstärkt, liefert sie als Eingangssignal an die Teilerkette seines Chips. Der erste *U 124 D* (*114 D*) wird daher wieder nur mit seinem Inverterteil benutzt. Es dürfte beim Arbeiten auf Kurzwelle zumutbar sein, mit einem Taschenrechner aus der angezeigten Periodendauer und mit dem bekannten Teilerfaktor des Uhrenschaltkreises die empfangene Frequenz zu errechnen. (Beim Super ist noch die ZF in die Rechnung einzubeziehen.) Die skizzierte Methode hat den Vorteil, daß zur Frequenzmessung im Megahertzbereich bei Eingangsspannungen im Millivoltbereich ein noch relativ einfach gehaltener Periodendauermesser kleiner Empfindlichkeit und kleinen Frequenzbereichs mit unempfindlichem Eingang benutzt werden kann. Insofern erscheint sie nicht nur zum Kurzwellenempfang, sondern auch bei anderen Aufgaben der Frequenzmessung brauchbar. Ihr interessantester Aspekt für Amateure mit begrenzten gerätetechnischen Möglichkeiten aber zeigt sich in der „abgerüsteten" Variante, bei der kein Periodendauermesser gebraucht wird. Mit den erhältlichen elektronischen Stoppuhren, die teilweise sogar in Hundertstelsekunden messen, lassen sich bei Periodendauern im Sekundenbereich durch Auszählen mehrerer (z. B. 10) Perioden recht genaue Werte ermitteln. Man kann sich auch der in [11] beschriebenen Stoppuhr mit Rechnerschaltkreis bedienen, die mit wenig Aufwand herzustellen ist und Zehntelsekunden anzeigt. Schließlich läßt sich prinzipiell ja jeder Taschenrechner, wenn er diesen Zusatz nicht schon enthält, um eine Stoppuhrfunktion erweitern. Gegenüber einer handbedienten Stoppuhr haben solche Eigenbauten noch einen großen Vorteil: Man kann sie sogar vom Ausgang des *U 124 D* (*114 D*) aus starten und anhalten. Dazu ist lediglich eine den Pegel der Uhrenschaltkreis-Ausgangsstufen an den Stoppuhr-Start-Stop-Eingang anpassende „Interface"-Schaltung erforderlich.

5.3.9. „Digital-Analog"-Frequenzmesser für den Megahertzbereich

Eine bestechend einfache, wenn auch im Frequenzbereich auf Grund der Eigenschaften des Anzeigeinstruments begrenzte Möglichkeit, den Zahlenwert von Frequenzen im Kurzwellenbereich zu ermitteln, ist auf folgende Weise gegeben: Wieder kann eingangsseitig der Inverter entweder bereits als Oszillator oder als zur Messung über den Schwingeinsatzpunkt betriebenes Audion mit Rückkopplung arbeiten, oder man führt ihm einfach das Meßsignal zu (ggf. zur Vorverstärkung aus einem weiteren Inverter). Die um den Teilerfaktor (zweckmäßig Schnellgang, d. h. 7 an Masse, einschalten!) verringerte Frequenz steht als Rechteckimpulsfolge an jedem der beiden Ausgänge zur Verfügung. Man kann also bei Bedarf sogar einen Ausgang zur Blinkanzeige (grobe Abschätzung des Bereichs oder auch Stoppuhrmessung der Periodendauer, in diesem Fall ist auch Einbeziehen der Umschaltung über Testeingang sinnvoll) und den anderen für die Zeigeranzeige benutzen.
Die Analoganzeige arbeitet nach dem bekannten Prinzip, daß der mittlere Strom durch einen Kondensator um so größer ist, je schneller die Impulse konstanter Breite ($T_p < T/2$) einer angelegten Spannung aufeinander folgen. Sofern bei entsprechender Schaltung der Kondensator bis zum nächsten Impuls wieder genügend weit („praktisch auf Null") entladen ist, läßt sich der Mittelwert des Ladestroms als frequenzproportional ansehen. Das Instrument zeigt also, wenn es genügend träge ist, diesen Mittelwert und damit die Frequenz an. Man kann nun unmittelbar die für Motorbetrieb (also den eigentlichen Einsatz der Uhr) übliche Schaltung auf diese Aufgabe hin modifizieren. Dazu sei an Bild 2.2 erinnert. Unerwünscht für das Instrument sind die negativen Stromimpulse, die sich aus dem periodischen „Wieder-Entladen" des Kondensators durch die für diese Zeit umgepolte Ausgangsspannung an den Anschlüssen 4 und 6 ergeben. Mit zusätzlichen Dioden läßt sich dieser Strom vom Instrument fernhalten, bzw. dem Instrument werden nur positive Ströme zugeführt. Diese Hinweise sind als Experimentiervorschlag zu betrachten.

5.3.10. Ermitteln von Eigenkapazität, Induktivität und A_L-Wert von Spulen

Wieder grundsätzlich mit der in Abschnitt 5.3.8. beschriebenen Methode kann man die Eigenkapazität C_L von Spulen im Mikro- und Millihenrybereich bestimmen. Bild 5.41 zeigt das Prinzip. Der Inverter schwingt auf einer Frequenz, die sich aus L, C_L und zuschaltbaren Kapazitäten ergibt. Sie kann schon in der eben geschilderten „abgerüsteten" Version genügend genau ermittelt werden, zumal ja zwei umschaltbare Teilerfaktoren verfügbar sind. Zunächst wird – auch bei der L-Bestimmung – die Eigenkapazität C_L der Spule bestimmt. Dazu sind wenigstens 2 Messungen erforderlich. Durch weitere Messungen mit anderen C_K-Werten kann die Genauigkeit erhöht werden.

Aus $f = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ mit $C = C_L + C_K + C_Z$ (C_Z bei Bedarf) ergibt sich

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L}$$

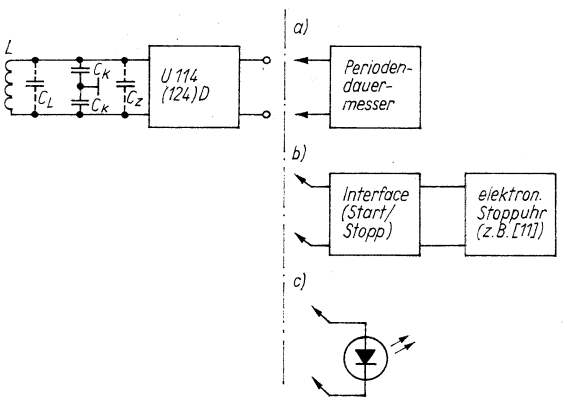


Bild 5.41 3 Methoden zur Bestimmung von Spulendaten: a — mit Periodendauermesser, b — mit angekoppelter elektronischer Stoppuhr, c — durch Auszählen und mit manuellem Zeitstoppen (C_K muß $2C_K$ heißen!)

Werden beispielsweise mit $C_1 = C_L + C_K$ und $C_2 = C_L$ 2 Frequenzen eingestellt (C_Z sei im Beispiel vereinfacht gleich Null), so heißt das $C_1/C_2 = f_2^2/f_1^2$ oder

$$\frac{C_L + C_K}{C_L} = \frac{f_2^2}{f_1^2}$$

Daraus kann C_L ermittelt werden.

$$C_L = \frac{f_1^2 C_K}{f_2^2 - f_1^2}$$

Gemessen wird jedoch nicht f, sondern die mit dem normalen Teilerverhältnis $V_{TN} = 2^{23}$ oder mit dem „schnellen" Teilerverhältnis $V_{TS} = 2^{19}$ vervielfachte Periodendauer T'.
Die Zuordnung ist also

$$T'_1 = T_1 \cdot V_T = V_T/f_1 \qquad T'_2 = T_2 \cdot V_T = V_T/f_2$$

Da sich das jeweilige Teilerverhältnis bei der weiteren Rechnung herauskürzt, ist es sogar ohne Bedeutung, welche Größe es hat, solange man es nicht zwischen 2 Messungen verändert. Daher kann bedarfsweise auch einfach die Hellzeit nur einer (an nur einen Ausgang angeschlossenen) Leuchtdiode als Periodendauer T' festgelegt werden.
Damit lautet die Bestimmungsgleichung der sozusagen „mit Stoppuhr" ermittelten Spulenkapazität C_L:

$$C_L = \frac{C_K}{\left(\frac{T'_1}{T_2}\right)^2 - 1}$$

An einem Meßbeispiel sei die Brauchbarkeit des Verfahrens demonstriert. Nicht ausgeschöpft wurde dabei die „Genauigkeitsreserve" bei exakter Messung der eingesetzten beiden Kondensatoren „$2C_K$".
In einem ersten Meßpaar ergaben sich $T'_2 = 7{,}2$ s; $T'_{1I} = 27$ s mit $C_{KI} = 480$ pF (durch gemischte Serien- und Parallelschaltung entstandener Nominalwert von 3 × 330 pF). Eine weitere Messung lieferte $T'_{1II} = 17$ s mit $C_{KII} = 150$ pF (Serienschaltung von 2 × 330 pF). Daraus erhält man:

$C_{LI} = 36{,}746$ pF

$C_{LII} = 32{,}788$ pF

Der Mittelwert (wenn diese Größe bei nur 2 Werten auch real ganz anders liegen kann!) ist dann $C_{LM} = 34{,}767\ \text{pF} \pm 1{,}979\ \text{pF}$. Die Abweichung der beiden Meßwerte vom Mittelwert liegt also bei 5,7 %. Für die Praxis reicht diese Genauigkeit bereits vielfach aus. Die Zeit für das Ermitteln von C_L beträgt nur wenige Minuten.

Mit der Kenntnis von C_L läßt sich die Induktivität L durch ein reines Rechenexempel leicht bestimmen. Allerdings muß man jetzt, da Absolutwerte einzusetzen sind, sein Teilerverhältnis kennen, also z. B. bei der Messung auch zwischen Hellzeit und Periodendauer unterscheiden. (Hellzeit von 0,5 s z. B. entspricht einer Periodendauer von 1 s!)

Wegen $f = V_T/T'$ ergibt sich z. B. mit $V_T = 2^{23}$ und $T' = 10$ s eine Frequenz $f = 838{,}86$ kHz. Oder beim bereits benutzten Meßbeispiel: Die tatsächlich wirksame Kreiskapazität im Fall $C_K = 150$ pF beträgt, wenn der Mittelwert von C_L benutzt wird, etwa 185 pF. Über $T' = 17$ s ergibt sich damit bei V_{TN} die Frequenz $f = 2^{23}/17 \approx 493{,}5$ kHz. Mit $C = 185$ pF erhält man daraus eine Induktivität

$$L = \frac{1}{4\,\pi^2 f^2\, C} \approx 1{,}77\ \text{mH}.$$

Dieses Ergebnis läßt sich schließlich noch dazu ausnutzen, um bei bekannter Wicklung den A_L-Wert dieser Spulenkonstruktion zu errechnen. Es handelte sich um 250 Wdg. in mehreren Lagen auf einem Ferritstab mit dem Durchmesser 8 mm und der Länge 60 mm, Spulenlänge 50 mm, Drahtdurchmesser 0,18 CuL. Für den A_L-Wert gilt $A_L = L/w^2$ in nH. Im Beispiel erhält man: $A_L = 1{,}77 \cdot 10^{-3}/250^2 = 28{,}3$ nH. Abschließend sei darauf hingewiesen, daß auf diese Weise selbstverständlich auch Kapazitäten im Piko- bis Nanofaradbereich gemessen werden können. Zusammenfassend läßt sich damit besonders zu den beiden vorangegangenen Abschnitten feststellen, daß die Möglichkeiten, die ein *U 124 D* (*114 D*) auf Grund seiner Kombination von Oszillatorinverter für einen (praktisch erprobten) Frequenzbereich von nahezu 3 Zehnerpotenzen (10^5, 10^6, 10^7 Hz) und einem vielstufigen Binärteiler zur Frequenzuntersetzung bietet, eine – gemessen am finanziellen Aufwand – unschätzbare Bereicherung gerade des „bescheidenen" Amateurlabors bedeuten!

5.3.11. Signalisierung kleiner Ortsveränderungen

Im Vorgriff auf die in Abschnitt 5.4. im Fall von Timern mit akustischer Eigensignalisierung benutzte spezielle Signalausgabe beim *U 114 D* gibt Bild 5.42 eine, gemessen am Zweck, sehr einfache Schaltung wieder. Der *U 114 D* ist eingangsseitig mit einer Eingangsspule relativ kleiner Eigenkapazität beschaltet. Bei ebenfalls kleiner Schaltkapazität und genügender Abschirmung gegen äußere Störfelder bleibt der Schaltkreis dabei zunächst in Bereitschaft. Das heißt, weder erregt sich am Eingang eine Schwingung, noch wechselt an den Ausgängen das Potential als Zeichen dafür, daß innen Signale verarbeitet worden sind. Der in diesem Beispiel erstmals benutzte Wecksignalausgang liefert also ebenfalls kein Signal. Wichtig sind die Verbindungen von 7 nach Masse (Testanschluß auf „Schnellgang") und von 5 nach 6 (oder auch von 4 nach 6). Diese Maßnahme wirkt sich so aus, daß – ist der Schaltkreis einmal aktiviert – am Ausgang 8 ein periodisch intermittierendes Wecksignal erscheint, das von selbst nicht mehr verstummt. Aktiviert wird der Schaltkreis durch einen passenden Ferritstab, der nur wenige Millimeter in die Spule eingeführt werden muß. Von einer relativ eng markierbaren Stelle an setzt die Schwingung am Eingang ein. Ihre Frequenz liegt etwa zwischen 4 MHz und 10 MHz. Zieht man den Stab wieder zurück, so genügt für diese Verschiebung im günstigen Fall nur etwa 1 mm, was man als eine Art Hysterese definieren kann. Nach Schwingungseinsatz beim Einführen ertönt

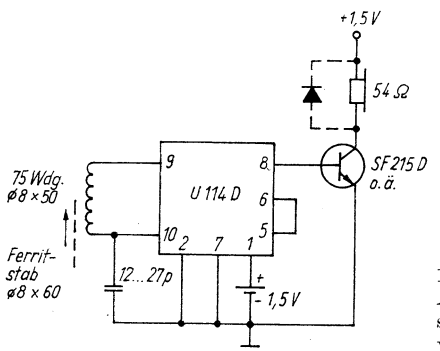


Bild 5.42
Akustische Signalisierung kleiner Ortsveränderungen

in der über den vorgeschriebenen Ausgangstransistor angekoppelten Hörkapsel lautstark ein heller, „klingelnder" Ton (Schnellgang ist ja eingeschaltet!), der dann beim weiteren Einführen des Stabes in die Spule in einem Bereich von etwa 2,5 mm langsam und kontinuierlich in einem melodischen, mit etwa 10 Hz unterbrochenen Ton übergeht. Bei den in Bild 5.42 angegebenen Bedingungen fließen etwa 7,5 mA. Es wurde bereits angedeutet, daß die Schaltung sorgfältig aufgebaut werden muß. Der Kondensator von 27 pF zwischen Eingang des Inverters (10) und Masse ist für die verwendete Spule (75 Wdg. CuL von etwa 0,4 mm Durchmesser, 1lagig auf Papphülse von etwas mehr als Ferritstabdurchmesser) optimal. Größere Werte erhöhen die Hysterese, z. B. auf 12 mm mit 2 × 27 pF parallel, wobei das Signal erst später (Kern weiter in der Spule) einsetzt. 22 kΩ parallel zu diesem Kondensator verringert die Hysterese wieder beträchtlich. Wird zwischen 9 und Masse eine Kapazität gelegt, so gelingt es nicht, das Signal durch Entfernen des Ferritstabs zu löschen.

Es gibt sicherlich eine ganze Reihe möglicher Anwendungen für diese Schaltung, u. a. in der Diebstahlsicherung von Ausstellungsobjekten (schon beim geringfügigsten Bewegen ertönt Signal), bei der Signalisierung des Erreichens kritischer Abstände (man könnte sich sogar eine „Feinmechanik-Regeleinrichtung" vorstellen, bei der ein von den Uhrwerksausgängen des Schaltkreises gespeister kleiner Motor eine Verschiebung des Objekts entgegen der Signalrichtung bewirkt, bis die wieder aussetzende Schwingung auch die Motorimpulse unterbricht) oder – „spaßeshalber" als unkonventionelle „Klingel", bei der der Ferritstab als „Knopf" gegen eine federnde Gummieinlage in die Spule gedrückt wird. Die Stärke des Drucks setzt sich dann in einen entsprechenden Federweg um, so daß mehr Druck einen anderen Klangcharakter ergibt als leichtes Berühren.

5.3.12. Annäherungssignal ohne mechanische Verbindung

Der folgende Experimentiervorschlag bringt nur bei gewissen Randbedingungen bezüglich der Intensität äußerer Störfelder brauchbare Ergebnisse. Statt der Spule wird zwischen 9 und 10 eine Kurzschlußbrücke geschaltet wie schon bei ähnlichen An-

wendungen in diesem Abschnitt. An diese Brücke wird eine Metall- bzw. kupferkaschierte Hartpapierplatte mit etwa 20 cm^2 Fläche gelegt. Ein kleiner Kondensator von einigen Pikofarad zur Kompensation zwischen 9, 10 und Masse kann in einem gewissen Bereich Fehlauslösungen verhindern. Die Masseseite der Schaltung sollte geerdet sein. Nun genügt die vom menschlichen Körper als „Antenne" weitergegebene Energie aus der Umgebung (Ortssender u. ä.), um bei Annähern an die Platte ein Wecksignal auszulösen. Im Experiment mußte man dazu z. B. die Hand der Platte auf wenigstens 5 cm nähern.

5.4. Timerschaltungen mit dem *U 124 D* (*114 D*)

Das englische Wort „Timer" hat im vorliegenden Zusammenhang etwa die Bedeutung „Zeitgeber" außerhalb des Definitionsbereichs für „normale", ständig laufende und im allgemeinen die Ortszeit anzeigende Uhren. Timer im Computerbereich steuern z. B. Beginn und Ende von Zeitspannen, in denen der Mensch reagieren soll. Eine Belichtungsuhr für die Dunkelkammer ist in diesem Sinne ebenso ein Timer wie die bereits als eine der ersten zusätzlichen Anwendungen analoger Uhrenschaltkreise beschriebene Schaltung in Abschnitt 3.2. Timer im halb- oder vollautomatischen Einsatz erlangen gerade im Wohnbereich ebenso wie in der Industrie immer größere Bedeutung. Timer mit CMOS-Schaltkreisen sind dabei allen anderen überlegen, weil sie für Langzeitaufgaben bzw. häufig benötigten Einsatz das geringste Versorgungsproblem darstellen. Timer mit CMOS-Uhrenschaltkreisen schließlich heben sich unter diesen wieder durch folgende Eigenheiten heraus: Sie können bereits von einer Primär- oder Sekundärzelle betrieben werden. Der Schaltkreis enthält nicht nur einen extern etwa durch das Aufladen oder Entladen von Kondensatoren als (wenn auch in diesem Fall relativ ungenauer) Timer einsetzbaren Inverter hohen Eingangswiderstands (was kleine C-Werte bei hohen Lade- bzw. Entladewiderständen zuläßt), sondern:

- Der im Schaltkreis enthaltene vielstufige Binärteiler bringt große „Verlängerungsfaktoren".
- Der Teiler ist auf 2 verschiedene Zeitbereiche umschaltbar.
- Als zeitbestimmende Elemente sind mit in der Reihenfolge

der Aufzählung wachsender Genauigkeit Kondensatoren mit Widerständen, Schwingkreise, Piezoresonatoren und Schwingquarze in einem Frequenzbereich von etwa 3 Zehnerpotenzen verwendbar.

Diesen Vorteilen stehen gewisse Nachteile gegenüber, dazu zählen:

- der nicht ganz zu vernachlässigende Strombedarf von (wenn auch nur) etwa 50 μA (Markentypen) und
- eine Nachverstärkung zu Schaltzwecken, so daß außerhalb der direkten Signalgabe mit Leuchtdioden oder kleinen Schallwandlern doch meist auf höhere Betriebsspannungen orientiert werden muß.

5.4.1. Invertertimer

Einige der vorangegangenen Anwendungsbeispiele enthalten bereits Schaltungen, die eine Timerfunktion ausführen können. So sei auf die Logikschaltungen mit 2 Eingangsinvertern verwiesen. Selbstverständlich kann der z. B. in Bild 5.23 als Dämmerungsschalter benutzte Schwellwertschalter auch über ein Verzögerungsglied mit hochohmigem Widerstand nach Plus und Startschalter parallel zum Kondensator als Timer benutzt werden (Bild 5.43). Für den Startschalter könnte in über Transformator netzgespeisten Anwendungen oder bei größerer Batterie ein Mikrotaster mit Arbeitskontakt parallel zum Kondensator benutzt werden. Bei Betätigen entlädt man den Kondensator, und Ein- und Ausgang des Schwellwertschalters gehen auf L. Allerdings beginnt die Aufladung erst nach Loslassen der Taste. Ihr Ende wird durch das Aufleuchten der Leuchtdiode angezeigt. Günstiger für Batteriebetrieb ist ein Schalter mit Rastung. Er ist normalerweise geschlossen, der Kondensator also entladen. Es fließen infolge der beiden Schaltkreise etwa 100 μA Ruhestrom. Nach Reagieren auf das Signal schaltet man ihn wieder auf Masse, so daß die Leuchtdiode erlischt. Der Startzeitpunkt ist also hier mit dem Öffnen des Schalters identisch, was zu besser definierten Zeiten führt. Bei Erreichen der Umschaltspannung (siehe Inverterkennlinie in Abschnitt 5.1.1.) leuchtet die Leuchtdiode auf und signalisiert damit das Ende der von R und C bestimmten Zeitspanne. Wegen der Größe von R und des

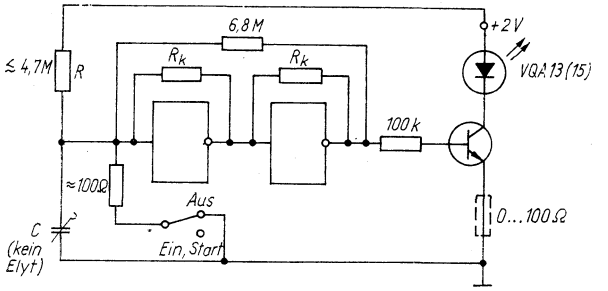


Bild 5.43 Invertertimer bis zum unteren Minutenbereich

Rückkopplungswiderstands sind für C keine (oder nur extrem reststromarme) Elektrolytkondensatoren geeignet. Insofern wird das Realisieren großer Zeiten zum Raumproblem. Verwendbar sind z. B. KT- und MKL-Kondensatoren. Es gibt sie bis 10 μF. Man erreicht so mit noch vertretbarem Bauelementeaufwand Zeiten im unteren Minutenbereich. Das Verhältnis von R zu R_K kann nicht weiter gesteigert werden, und auch der angegebene Widerstandswert selbst ist schon eine obere Grenze, weil ja bei L-Pegel am Ausgang R_K den unteren Widerstand eines von R und R_K gebildeten Teilers für die Betriebsspannung darstellt. Man muß jedoch die (mit U_B wachsende!) Umschaltspannung an C überhaupt erst einmal erreichen! Außerdem ist der Einfluß des integrierten Rückkopplungswiderstands besonders im 1. Inverter zu berücksichtigen. Bei L-Pegel am Eingang führt der 1. Inverter H-Signal am Ausgang. Damit liegt der interne Widerstand in der Ladephase parallel zu R, so daß das Aufladen schneller als extern erwartet vor sich geht. Wäre es nicht nötig, durch einen einstellbaren Widerstand die Zeitspanne bis zum Umschalten kontinuierlich verändern zu können (durch Umschalten von C ergeben sich weitere Zeitbereiche), so würden daher am Eingang C und der Schalter allein genügen. Der Widerstand von etwa 100 Ω ist nur bei größeren Kondensatoren von Bedeutung, um den Kontakt zu schonen. Ein Kondensator größerer Kapazität kann ja mit einem noch so kleinen Strom geladen werden – am Ende hat er eben doch eine nur von U und C bestimmte Ladungsmenge!

Haben die Inverter umgeschaltet und leuchtet damit die Leucht-

diode, so führt der 1. Inverter L-Pegel am Ausgang. Jetzt liegt der integrierte Koppelwiderstand parallel zu C und bildet den unteren Zweig eines Spannungsteilers, dessen oberer Zweig (zunächst vereinfacht mit unbelastetem Ausgang betrachtet) aus der Parallelschaltung von R und 6,8 M besteht. Man muß sicherstellen, daß dieser Teiler am Eingang über der „Rückschaltspannung" des Schwellwertschalters bleibt. Anderenfalls könnte es zu einer Art Kippschwingungen kommen, wofür man sich jedoch auch Anwendungen vorstellen kann! Bei der in Bild 5.43 gegebenen Ausgangsbelastung liefert der externe Rückkoppelwiderstand aber sogar einen geringeren Anteil für den Eingang, da die Ausgangsspannung wegen des Basisstroms merklich unter der Betriebsspannung bleibt. Schließlich belastet diesen Punkt jetzt auch noch (geringfügig) der interne Rückkopplungswiderstand des 2. Inverters, da ja der Ausgang des ersten für ihn jetzt als „Senke" wirkt.
Es erschien sinnvoll, diese Verhältnisse – auch als eine Art Nachtrag z. B. zu Bild 5.23 – nochmals zusammenfassend darzustellen, da sie teilweise für Inverter von der Art des im *U 124 D* (*114 D*) benutzten spezifisch sind.

5.4.2. Digitaler Minutentimer

Eine Verzögerungszeit von beispielsweise 60 s läßt sich mit einem *U 124 D* (*114 D*) wesentlich genauer und außerdem noch billiger erreichen und signalisieren als in der in Abschnitt 5.4.1. dargestellten Weise auf „Analogbasis" (eingangsseitig betrachtet). Es genügt ein etwa 60 mm langes Ferritstabstück von z. B. 8 mm Durchmesser mit einer verschiebbaren Mehrlagenwicklung, z. B. 250 Wdg. 0,2 CuL auf einer Länge von etwa 50 mm. Durch einige C-Kombinationen und diese Spule am Eingang eines *U 124 D* (*114 D*) kann man sich eine ganze Reihe gewünschter Festzeiten einstellen. Nur für Beschränkung auf eine (eben z. B. das Minutenintervall) lassen sich aber die bei sorgfältigem Abgleich des Schwingkreises bei möglichst konstanter Umgebungstemperatur auf Grund des Binärteilers erreichbaren Genauigkeiten mit vernünftigem Aufwand realisieren. Der folgende Vorschlag enthält dagegen eine Art Programm für das Anwählen der („Ungefähr"–)Zeitspannen 60 – 30 – 20 – 7 – 4 – 2 – 1 – 0,5 s mit

zwar geringer Absolut-, jedoch guter Reproduziergenauigkeit, da die zeitbestimmenden Elemente günstigere Eigenschaften haben als nichtlinear aufgeladene Kondensatoren mit Ladewiderstand wie nach Abschnitt 5.4.1.

Um alle genannten Zeiten zu erreichen, wird auch von der Umschaltung über den Testanschluß Gebrauch gemacht. Man arbeitet mit 4 verschiedenen *C*-Kombinationen, einschließlich der Spulenkapazität und der Schaltkapazität. Daher ist auf kapazitätsarme Realisierung zu achten! Bild 5.44 zeigt das Schaltungsprinzip mit zunächst nur angedeutetem (umschaltbarem) *C*-Netzwerk. Besonderes Gewicht erhält jetzt der „Run-Stop"-Anschluß 3 (auch „Reset" genannt). Man erinnere sich an Bild 2.3: Der Reset greift in die letzten Teilerstufen ein. Bis zu diesem Punkt ist die Eingangsfrequenz bereits auf 2^{16}:1 geteilt worden (bzw. im Schnellgang, mit 7 an Masse, auf 2^{12}:1). Es folgt eine weitere Teilung auf 2^7:1. Da die Eingangsschaltung und der 2^{16}-Teilerblock auch bei „Stop" weiterarbeiten, steht z. B. bei einer Eingangsfrequenz von 2^{16} Hz am Eingang des 2^7-Teilerblocks stets ein 1-Hz-Signal an. Bei Freigabe des 2^7-Teilers müssen nun 2^6 Impulse folgen, bevor es am Ausgang zu einem Potentialwechsel kommt. (Man erinnere sich weiter: Die Ausgangszustände bleiben bei „Stop" erhalten!) Dies ist aber genau die Zeitspanne, um die es bei einem solchen „digitalen Timer" geht. Man kann also die Timerzeit bei Starten der zu bestimmenden Zeitspanne über Anschluß 3 des *U 124 D* (*114 D*) bis zum Wechsel der Zustände der beiden Ausgangsstufen (mit

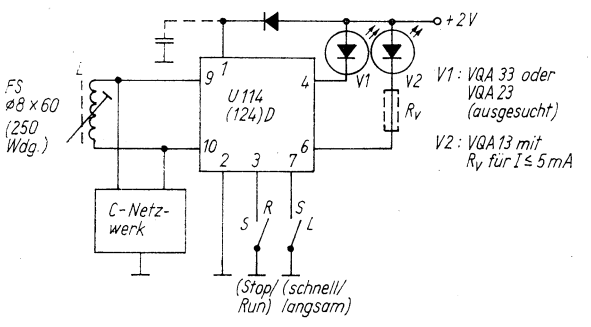


Bild 5.44 Digitaler Minutentimer

dem durch den möglichen „swing" des Taktes am 2^{16}-Ausgang gegenüber dem genauen Startzeitpunkt bedingten geringen Zeitfehler innerhalb einer Taktperiode) zu $2^6 \cdot T_L = 2^6 \cdot 2^{16}/f_1$ bzw. (im Schnellgang) zu $2^6 \cdot 2^{12}/f_1$ angeben. Da der statische Eingang des 1. Teilers im 2^6er Block innerhalb jeder Periode 50% der Zeit eine „Schaltinformation" erkennt, ist der bei Schalten über Anschluß 3 nicht zu vermeidende Zeitfehler $0{,}5 \cdot T_2$, also im Beispiel 0,5 s im Normalbetrieb bzw. im Schnellgang 0,5/16 s bei einer Zeitspanne zwischen Start und Ausgangspegelwechsel von $2^6 \cdot T_2 = 64$ s im Normalbetrieb oder von 4 s im Schnellgang. Das bedeutet also Realzeiten von 63,5 s bis 64,5 s bzw. 3,97 s bis 4,03 s für das Beispiel, bei dem im übrigen eine Eingangsfrequenz von 2^{16}/s erforderlich ist, also rund 65,5 kHz. Damit liegt man aber auch an der äußersten unteren Grenze, bei der schon nicht mehr jeder *U 124 D* (*114 D*) mit dem vollen Teilerverhältnis arbeitet. Man kann indirekt die Eignung eines Exemplars dadurch ermitteln, daß man mit der Eingangsinduktivität den Bereich sucht, in dem keine weitere Ausgangszeiterhöhung mehr möglich ist, sondern wo im Gegenteil wieder kürzere Umschaltzeiten auftreten.

Mit den genannten Voraussetzungen ergibt sich eine Kapazitätsanordnung gemäß Bild 5.45. Das sind 4 Kombinationen. Da die Frequenz jeder Kombination je nach Testeingangsbeschaltung eine um den Faktor 16 umschaltbare Ausgangszeit ergibt, liefert

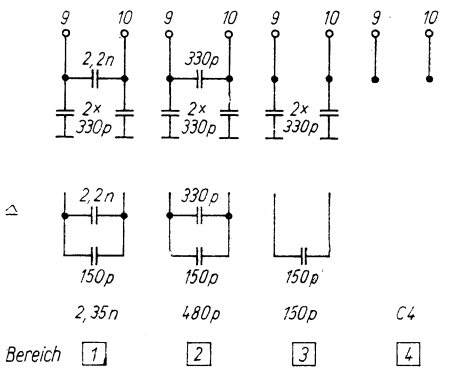


Bild 5.45 Kapazitätsnetzwerk zu Bild 5.44

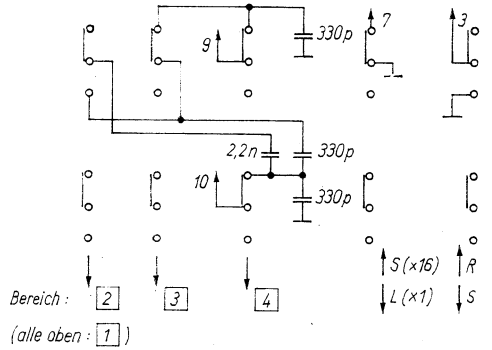


Bild 5.46 Vorschlag zur praktischen Gestaltung des Timers

dieser Timer 8 Festzeiten, deren Werte, ermittelt am Mustergerät, maximal bis zu 20 % vom Sollwert abweichen. Die eingangs genannten Stufen sind also tatsächlich nur grobe Richtwerte, denen man sich allerdings durch Kapazitätskorrekturen bei Bedarf optimal nähern kann.

Bild 5.46 zeigt einen Vorschlag, wie sich das Problem bei möglichst klein bleibendem Bauelementaufwand realisieren läßt. Mit 5 Simeto-Schaltern (oder – noch sparsamer – mit einem Simeto-Schalter und 4 Einschaltern) einschließlich Startschalter erreicht man bereits den gewünschten Effekt. Die Zahlen entsprechen Bild 5.45. In dieser Schaltung ist übrigens die weiter vorn beschriebene Meßmöglichkeit für C_L (und für L sowie A_L) mit enthalten! Auf der Ausgabeseite ist wieder die einfache Direktsignalisierung durch Leuchtdioden gewählt worden, da dies einem Minimum an Aufwand entspricht. Zumindest für die dem Schnellgang zugeordneten Zeiten läßt sich aber auch bei Einsatz eines *U 114 D* mit Weckausgang die bereits in Abschnitt 5.3.11. verwendete akustische Signalausgabe nutzen. Allerdings werden der Charakter und die Hörbarkeit des Signals mit längeren Timerzeiten immer ungünstiger. Insofern ist dieser „Akustiktimer", zumindest wenn die Schaltung nach Bild 5.45 darauf modifiziert wird, keine besonders vielseitig einsetzbare Lösung für das akustische Signalisieren. Hinzu kommt die etwas umständliche Handhabung.

5.4.3. Erweiterter Zeitbereich durch verzögerten Start

Im folgenden werden die internen Widerstände des *U 124 D* (*114 D*) zum Aufbau von Zeitschaltern ausgenutzt. Das ist zwar eine Rückkehr zur ungenaueren Kondensator-Aufladem ethode, diesmal aber gekoppelt mit einer zweiten, digitalen und damit genaueren Zeitverzögerung. Je nach Wahl der Eingangsfrequenz und des Teilerverhältnisses ist diese 2. Zeitspanne zwischen Bruchteilen von Sekunden und der Maximalzeit von etwa 1 min wählbar. Wegen der begrenzten Werte der internen Widerstände und der Forderung nach möglichst reststromfreien Kondensatoren (vgl. 5.4.1.) erhält man für deren Aufladen ebenfalls nur Zeiten im unteren Minutenbereich.

In der Schaltung nach Bild 5.47a wird der interne Inverterkoppelwiderstand (Größenordnung 5 MΩ) zum verzögerten Einsatz der Inverterschwingung genutzt. Wählt man eine Eingangsfrequenz im Megahertzbereich und verwendet den Schnellgang, so läßt sich das – wenn ein *U 114 D* mit Weckfunktion vorhanden ist – wieder als Akustiktimer im bereits geschilderten Sinne nutzen. Die Auslegung dieser Schaltung (siehe Bild 5.47b) ähnelt damit stark der nach Abschnitt 5.3.11. Gestartet wird durch Freigabe des durch den Ruhekontakt des Schalters entladenen Kondensators. Bei z. B. 10 µF (KF- oder MKL-Kondensator) ist ein Signal nach etwa 1 min zu erwarten. Verkürzte, aber einstellbare Zeiten lassen sich gemäß Bild 5.47c erreichen.

Auch am RS-Eingang kann die Schaltung zeitverzögert beein-

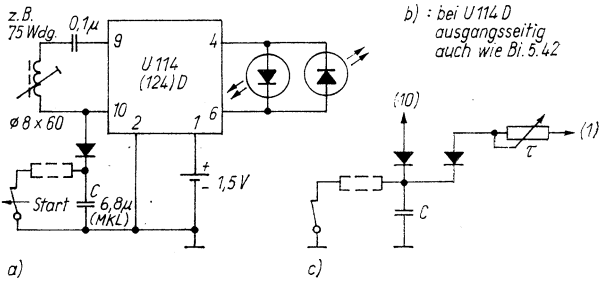


Bild 5.47 Verzögerter Start: a — Ausnutzen des integrierten Koppelwiderstands, b — akustischer Timer nach a, c — einstellbare Zeiten

flußt werden. Der pull-up-Widerstand liegt dort in der Größenordnung von 300 kΩ. Man muß (und kann wegen des jetzt weniger kritischen Reststroms) also schon (gute) Elektrolytkondensatoren einsetzen, wenn wesentlich über einigen Sekunden liegende Verzögerungen realisiert werden sollen. Um am Kondensator die für 1,5 V Betriebsspannung etwa bei 0,9 V gegebene H-Bedingung zu erreichen, darf sein Reststrom also (1,5 – 0,9)/ 0,3 = 2 μA nicht überschreiten, was einem äquivalenten Shunt von 450 kΩ entspricht. Die Aufladung würde dabei von einer Ersatzspannung von 0,9 V aus über R_i = 180 kΩ verlaufen, also mit 3 τ = 180 · 10^3 · 3 · C etwa den Schaltpunkt erreichen.

5.4.4. „Digitales Monoflop"

Geht man davon aus, daß sich der augenblickliche Zustand der beiden Ausgänge des *U 124 D* (*114 D*) durch L-Pegel am RS-Eingang (Anschluß 3) „einfrieren" läßt, so kann eine umschaltbare Rückführung gemäß Bild 5.48a als Monoflop genutzt werden. Legt man nämlich im Ruhezustand den Eingang 3 an den gerade H führenden Ausgang, so startet man damit den bereits in Abschnitt 5.4.2. erläuterten „Digitaltimer". Ist der Umschaltzeitpunkt erreicht, so geht der während dieser Zeit auf H-Potential liegende Ausgang auf L-Pegel, und der andere kehrt zu H zurück. Beide Ausgänge lassen sich wieder durch verschiedenfarbige Leuchtdioden „überwachen". Nach Belieben kann aber auch das Signal nur von einem der beiden Ausgänge genutzt werden, und zwar sowohl am Ende dieser Zeitspanne oder (sparsamer) durch Leuchten nur während dieser Zeit. Das Zurückholen in den Bereitschaftszustand, bei dem immer derselbe Ausgang auf L-Potential liegt (oder auf H), ist über den Schnellgang in Verbin-

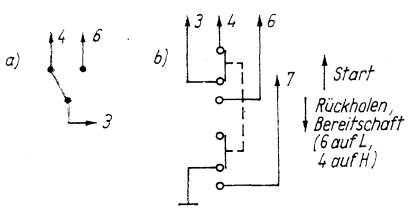


Bild 5.48
„Digitales Monoflop":
a — umschaltbare Rückführung,
b — Realisierung mit einem Simetoschalter

dung mit dem Zurückschalten des Umschalters in kurzer Zeit möglich. Bild 5.48b zeigt, wie sich beides auf einem Simeto-Umschalter realisieren läßt: Im Bereitschaftszustand liegt der Schalter in der unteren Stellung. Der Schnellgang ist eingeschaltet, aber die letzten Teiler sind durch L-Pegel von 6 her rückgesetzt und blockiert. Ausgang 4 führt H-Signal, die Leuchtdiode ist dunkel. Zum Start wird 3 an 4 geschaltet und erhält H-Potential, bis nach T/2 die Zustände der beiden Ausgänge wechseln. 4 nimmt nun L-Pegel an, die Leuchtdiode signalisiert das Ende der Zeitspanne, und 6 geht auf H. Durch L-Signal an 4 wird 3 blockiert. Jetzt schaltet man auf Bereitschaft um. 3 erhält von 6 zunächst H-Pegel. Die Teiler werden freigegeben. In 1/16 der vorigen Zeit ist aber nun bereits der Umschaltzeitpunkt erreicht: 6 geht auf L, der Teiler wird rückgesetzt und blockiert. 4 nimmt zur gleichen Zeit H-Potential an, und die Leuchtdiode verlischt. So hat dieses „digitale Monoflop" im Bereitschaftszustand stets den kleinsten möglichen Energiebedarf, d. h., bei 1,5 V Betriebsspannung fließen nur etwa 50 μA. Daher kommt es bei Einsatz als Festzeitgeber mit diesem einen Umschalter aus; ein Ein-Aus-Schalter ist unnötig.

6. Amateurschaltkreisinformation zum *S 114 D* (Ausgabe 5/81)

Der *S 114 D* ist vom *U 114 D* bzw. vom *U 124 D* als Amateurtyp abgeleitet, also wird man ihn mit großer Wahrscheinlichkeit im Handel antreffen. Es folgt daher ein Auszug aus der entsprechenden Information des Herstellers.

Der Amateurschaltkreis *S 114 D* ist ein quarzgesteuerter Taktgeber für Uhren mit Schrittmotor. Prinzipiell sind auch andere Anwendungen möglich (z. B. Erzeugung einer genauen Zeitbasis).

Die besonderen Merkmale des Amateurschaltkreises *S 114 D* sind:

- Quarzfrequenz 4,19 MHz (2^{22} Hz)
- geringer Stromverbrauch von typisch 200 μA bei einer Betriebsspannung von 2,5 V
- hergestellt in CMOS-Technologie

Die beim Schaltkreis *U 114 D* mögliche Weckfunktion wird beim Amateurschaltkreis *S 114 D* nicht garantiert.

Amateurschaltkreise sind voll funktionsfähige Bauelemente. Vor Auslieferung werden sie geprüft und unterliegen der Kontrolle der TKO. Sie unterscheiden sich von den für den industriellen Einsatz vorgesehenen Typen dadurch, daß sie nicht in allen technischen Parametern die Forderungen der typspezifischen TGL erfüllen.

Die Typkennzeichnung befindet sich auf der Oberseite des Schaltkreises. Die Kennzeichnung erfolgt durch den Aufdruck *S 114 D* oder einen Farbpunkt vor der Bezeichnung *U 114 D* bzw. *U 124 D*.

CMOS-Schaltkreise sind sehr empfindlich gegenüber elektrostatischen Aufladungen. Um einer Zerstörung der Bauelemente entgegenzuwirken, empfiehlt es sich, folgendes zu beachten:

- Beim Herausnehmen der Bauelemente aus der Verpackung ist das Berühren der Anschlüsse zu vermeiden.
- Kleidungsstücke aus hochisolierenden Materialien (z. B. Dederon) sind zu vermeiden.
- Die Arbeitsflächen sollen aus leitendem Material bestehen und gut geerdet sein.

- Hochisolierende Kunststoffmaterialien, Glas- und Holzauflagen als Auflagefläche sind zu vermeiden.
- Der Einbau bzw. das Auswechseln der Bauelemente sollte stets nur bei abgeschalteter Betriebsspannung erfolgen.
- Alle Werkzeuge müssen geerdet sein und dürfen keine Isoliergriffe besitzen, Kunststoffwerkzeuge (auch eloxiertes Aluminium) sind nicht geeignet.
- Beim Handlöten muß der Lötkolben ordnungsgemäß geerdet sein (Schutzleiter!).
- Zur Reinigung nur Bürsten mit Naturborsten verwenden.

Tabelle 6.1. Betriebsbedingungen für den *S 114 D*

Kenngröße	Kurzzeichen	Einheit	Kleinstwert	Nennwert	Größtwert
Betriebsspannung	U_{DD}	V	1,35	1,5	1,7
Umgebungstemperatur bei U_{DD}	ϑ_a	°C	10	25	40
Schrittmotorwiderstand	R_L	Ω	300	—	—
Quarzfrequenz*	f_O	Hz	—	4194304	—
Lastkapazität*	C_L	µF	42,5	47	70
Abgleichkapazität*	C_1	pF	10	—	40
Festkapazität*	C_2	pF	16	20	24

* im Hauptanwendungsfall

Tabelle 6.2. Kennwerte ($\vartheta_a = 25$ C) des *S 114 D*

Kenngröße	Kurzzeichen	Einheit	Kleinstwert	Größtwert	Einstellwert
Leerlaufstrom	I_{DD}	µA	—	200	$U_{DD} = 2{,}5$ V
Teilerverhältnis	f_O/f_M	—	2^{23}—80	$2^{23} + 80$	$f_O = (4{,}1$—$4{,}3)$MHz
Motorausgangspegel	U_{OH}	V	1,1	—	$U_{DD} = 1{,}5$ V $R_L = 300\Omega$ nach Masse

Tabelle 6.3. Absolute Grenzwerte des *S 114 D*

Kenngröße	Kurzzeichen	Einheit	Kleinstwert	Größtwert
Betriebsspannung	U_{DD}	V	— 0,3	2,5
Spannungen an allen Eingängen, bezogen auf U_{SS}	U_I	V	— 0,3	U_{DD}
Temperaturbereich	ϑ_a	°C	— 10	70

Literatur

[1] *M. Lessen:* Feldeffekttransistoren – Eigenschaften und Anwendungen; Band 131 der Reihe „electronica", Militärverlag der DDR, Berlin 1975

[2] –; Databook COS/MOS B-series devices; SGS – ATES 1978

[3] *H. Kühne:* Schaltungsbeispiele mit digitalen p-Kanal-MOS-Schaltkreisen; Band 163 der Reihe „electronica", Militärverlag der DDR, Berlin 1978

[4] Autorenkollektiv: Mikroelektronik in der Amateurpraxis; Militärverlag der DDR, Berlin 1980

[5] *E. Kühn, H. Schmied:* Handbuch integrierte Schaltkreise; VEB Verlag Technik, Berlin 1978

[6] *K. Schlenzig:* Zusatzfunktionen für Quarzwecker; radio fernsehen elektronik 25 (1980) H. 2, S. 112—113

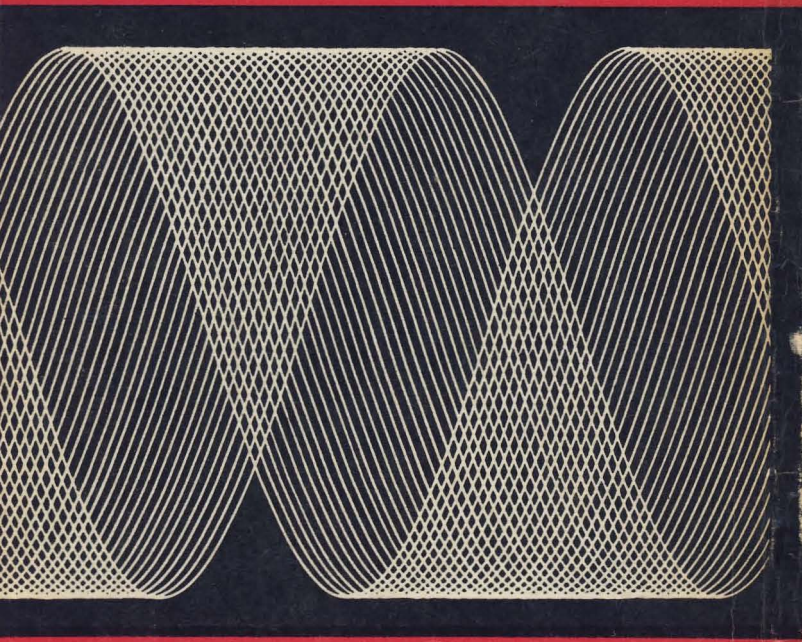
[7] *K. Sander:* Quarzwecker Kaliber 64–39; radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 2., S. 110—112

[8] *K. Schlenzig:* Erweiterter Einsatz von Quarzuhren; radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 1, S. 55—57

[9] *K. Schlenzig, W. Stammler:* Elektronikbasteln im Wohnbereich, Militärverlag der DDR, Berlin 1981

[10] *K. Schlenzig:* Zähler und Digitaluhr – mit neuen Varianten; Nummer 44 der Reihe Originalbaupläne, Militärverlag der DDR, Berlin 1980

[11] *K. Schlenzig, K.-H. Bläsing:* Schaltbeispiele mit dem Rechnerschaltkreis *U 820 D/U 821 D;* Band 179 der Reihe „electronica", Militärverlag der DDR, Berlin 1980

[12] *K. Schlenzig:* Schaltkreis-Mosaik I; Nummer 46 der Reihe Originalbaupläne, Militärverlag der DDR, Berlin 1981

[13] *K. Schlenzig, R. Oettel:* Das Große Bauplan-Bastel-Buch; Militärverlag der DDR, 2. Auflage, Berlin 1978